

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

BSUB703-205-8000
2257-6234P
Taura et al.
Sept. 30, 2002
10/3

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日

Date of Application:

2002年10月 3日

出願番号

Application Number:

特願2002-291195

[ST.10/C]:

[JP2002-291195]

出願人

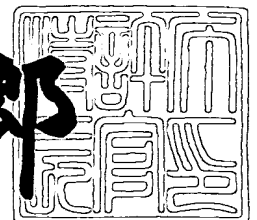
Applicant(s):

三菱電機株式会社

2003年 5月27日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3040180

【書類名】 特許願

【整理番号】 541161JP01

【提出日】 平成14年10月 3日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03F 03/217

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社
社内

 【氏名】 田浦 賢一

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社
社内

 【氏名】 辻 雅之

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社
社内

 【氏名】 石田 雅之

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社
社内

 【氏名】 仲田 剛

【特許出願人】

 【識別番号】 000006013

 【氏名又は名称】 三菱電機株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100089233

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 吉田 茂明

【選任した代理人】

【識別番号】 100088672

【弁理士】

【氏名又は名称】 吉竹 英俊

【選任した代理人】

【識別番号】 100088845

【弁理士】

【氏名又は名称】 有田 貴弘

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 012852

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 D級増幅器

【特許請求の範囲】

【請求項1】 パルス変調信号を生成するパルス変調手段と、前記パルス変調信号を基準として帰還による帰還信号の補正を行う補正回路と、前記補正回路より出力される補正信号に基づいて電圧信号を生成する電力スイッチ手段とを有しており、前記帰還信号は前記電圧信号に基づく信号であるD級増幅器において

前記補正回路は、

前記パルス変調信号に基づいて積分処理をする第一の積分手段と、

前記帰還信号に基づいて積分処理をする第二の積分手段と、

前記第一の積分手段からの第一の積分信号と前記第二の積分手段からの第二の積分信号とを比較し、当該比較に対応した前記補正信号を生成する比較器とを、備えることを特徴とするD級増幅器。

【請求項2】 前記補正回路は、

前記第一の積分信号に対して利得の調整を行う利得調整手段と、

前記利得調整手段からの出力信号と前記パルス変調信号との差を求めることにより第一の差分信号を生成し、当該第一の差分信号を前記第一の積分手段に出力する第一の減算手段と、

前記利得調整手段からの出力信号と前記帰還信号との差を求めることにより第二の差分信号を生成し、当該第二の差分信号を前記第二の積分手段に出力する第二の減算手段とを、

さらに備えることを特徴とする請求項1に記載のD級増幅器。

【請求項3】 パルス変調信号を生成するパルス変調手段と、前記パルス変調信号を基準として帰還による帰還信号の補正を行う補正回路と、前記補正回路より出力される補正信号に基づいて電圧信号を生成する電力スイッチ手段とを有しており、前記帰還信号は前記電圧信号に基づく信号であるD級増幅器において

前記補正回路は、

前記パルス変調信号に基づいて積分処理をする第一の積分手段と、

前記帰還信号に基づいて積分処理をする第二の積分手段と、

前記第一の積分手段からの第一の積分信号と前記第二の積分手段からの第二の積分信号との差を求める第一の減算手段と、

前記第一の減算手段から出力される第一の差分信号を積分処理する第三の積分手段と、

前記第三の積分手段からの第三の積分信号を反転させる反転手段と、

前記第一の差分信号と前記反転手段により反転させられた前記第三の積分信号とを比較し、当該比較に対応した前記補正信号を生成する比較器とを、
備えることを特徴とする D 級増幅器。

【請求項 4】 前記補正回路は、

前記第一の積分信号に対して利得の調整を行う利得調整手段と、

前記利得調整手段からの出力信号と前記パルス変調信号との差を求め、第二の差分信号を生成し、当該第二の差分信号を前記第一の積分手段に出力する第二の減算手段と、

前記利得調整手段からの出力信号と前記帰還信号との差を求め、第三の差分信号を生成し、当該第三の差分信号を前記第二の積分手段に出力する第三の減算手段とを、

さらに備えることを特徴とする請求項 3 に記載の D 級増幅器。

【請求項 5】 前記電力スイッチ手段において生成される前記電圧信号の振幅を減衰させ、前記補正回路に入力させる前記帰還信号を出力する帰還回路を、
さらに備えることを特徴とする請求項 1 ないし請求項 4 のいずれかに記載の D 級増幅器。

【請求項 6】 前記第一の積分手段の利得に関する定数と前記第二の積分手段の利得に関する定数とが同じである、

ことを特徴とする請求項 1 ないし請求項 5 のいずれかに記載の D 級増幅器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、D級増幅器に係る発明であって、特に、帰還補正回路を備えるD級増幅器に関するものである。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

従来より、音声信号の電力増幅を高効率・低損失に行うことで機器の小型化を可能とする方式として、D級増幅が用いられてきた。また、デジタル化された音声信号を直接パルス幅変調（PWM）信号に変換して、電力スイッチ手段に導く構成のD級増幅器が知られている。ここで、電力スイッチ手段は、通常、定電圧電源側に配置されるスイッチ素子とグランド（もしくは負電源）側に配置されるスイッチ素子とで構成されている。

【 0 0 0 3 】

さらに、上記PWM変換を行うために必要となる再量子化手段による丸め誤差を、デルタシグマ変調を用いて低減する手法が知られており、当該手法により、精度の良いパルス幅変調信号を得ることが可能となり、当該パルス幅変調信号を精度良く電力スイッチ手段の出力に反映させることにより、増幅器出力として高品位な音声信号を与えることができる。

【 0 0 0 4 】

しかしながら上記手法において、実際には、電力スイッチ手段の電源を理想的な定電圧電源とすることは、一般的に費用の点で実現困難であるという問題、また、定電圧電源装置における消費電力を増大させD級増幅器の本来の利点を損なうなどの問題が生じており、このような問題により、不十分ではあるが、LCフィルタにより特に問題となる可聴周波数の変動成分のみを抑制するという妥協が図られることが多かった。

【 0 0 0 5 】

さらに上記手法において、電力スイッチ手段を構成する電力スイッチ素子についても、そのターンオン、ターンオフに有限な遅延時間をもつため、通常、定電圧電源側に配置されるスイッチ素子とグランド側に配置されるスイッチ素子とを同じタイミングで一方をオン、他方をオフとすることは困難であり、一方の素子がほぼ完全にオフした後、他方の素子をオンさせるためのデッドタイムの設定が

必要となっていた。

【 0 0 0 6 】

上記電源電圧の変動は、そのまま電力スイッチ手段出力における信号振幅の変動として現れるため、増幅器出力の音声信号に歪を与えることとなる。

【 0 0 0 7 】

さらに、電力スイッチ手段におけるデッドタイム設定に起因する出力信号の歪もまた、増幅器出力の音声信号に歪を与えることとなる。

【 0 0 0 8 】

上記問題への対策として以下に示す従来技術による補正方式が知られている（特許文献 1 参照）。以下、当該従来技術を、その構成を示す図面に基づいて具体的に説明する。

【 0 0 0 9 】

図 2 2 は、従来の補正方式を備える D 級増幅器の構成を示したブロック図である。

【 0 0 1 0 】

図 2 2 において、パルス変調手段 1 0 0、補正ユニット 1 0 2、電力スイッチ手段 1 0 3、および L P F（低域フィルタ） 1 0 4 が直列的に接続されている。また、接続点 N 1 0 0 と接続点 N 1 0 1 との間にエラー処理手段 1 0 1 が並列的に接続されており、当該エラー処理手段 1 0 1 の出力は、補正ユニット 1 0 2 に接続されている。

【 0 0 1 1 】

以上のように構成された補正方式を備える D 級増幅器において、パルス変調手段 1 0 0 は、音声信号に対して変調を受けた 2 値のパルス信号 V_r を生成するものである。

【 0 0 1 2 】

また、電力スイッチ手段 1 0 3 は、補正ユニット 1 0 2 を経た 2 値のパルス信号 V_c の値に応じて、定電圧電源とグランドとの間のスイッチ動作を行うことにより電力増幅を行うものであり、増幅器出力に接続される負荷への電力供給を可能とする。ここで電力スイッチ手段 1 0 3 は上述で説明したとおり、電源電圧変

動、スイッチ素子動作のデッドタイム設定などの音声信号に対する歪要因をもっている。

【0013】

また、エラー処理手段101は、上記電力スイッチ手段103にて発生する出力信号の変形を検出する装置であり、具体的に、パルス変調手段100の出力信号 V_r を基準として、これに対し電力スイッチ手段103の出力信号 V_s に含まれる誤差を検出し、これに対応した誤差信号 V_e を生成・出力する。

【0014】

また、補正ユニット102はエラー処理手段101からの誤差信号 V_e に応じて、パルス変調手段100から入力されるパルス信号 V_r の幅を変化させ、補正をかけることにより、エラー処理手段101からの誤差信号 V_e を減少せしめるよう制御を行うものである。

【0015】

以下、当該補正ユニット102の内部構成について具体的に説明する。

【0016】

図23は、補正ユニット102の内部構成をブロック図で示したものである。図23において、積分器200、振幅制限器201および比較器202の「-」端子とが、それぞれ直列的に接続されており、比較器202の「+」端子は、エラー処理手段101の出力部と接続されており、また比較器202の出力部は、電力スイッチ手段103の入力部に接続されている。なお、積分器200の入力部は、パルス変調手段100の出力部と接続されている。

【0017】

次に、図24に基づいて、補正ユニット102の各部の動作について説明する。ここで、図24は、補正ユニット102の各箇所における信号波形を示した図である。

【0018】

図24において、210は、積分器200に入力されるパルス変調信号 V_r の波形を示しており、211は、当該パルス変調信号 V_r が積分器200および振幅制限器201を通ることにより変換され、比較器202の「-」入力部に入力

される入力信号 V_i の台形波を示している。ここで、当該台形波 211 の立下りエッジおよび立上りエッジは、積分器 200 の作用により一定の傾きが与えられており、また当該台形波 211 の振幅は、振幅制限器 201 の作用により一定の振幅で制限されている。

【0019】

また、212 および 213 は、エラー処理手段 101 から出力され、比較器 202 の「+」入力部に入力される誤差信号 V_e の波形を、それぞれ示しており、214 および 215 は、比較器 202 に入力される入力信号 V_i と誤差信号 V_e とを当該比較器 202 にて比較することにより生成・出力される補正信号 V_c の波形を、それぞれ示している。

【0020】

ここで、波形 212、213 は、それぞれ異なる値の誤差信号 V_e を示しており、波形 214 は、波形 212 に対応して比較器 202 にて生成される補正信号 V_c を示しており、波形 215 は、波形 213 に対応して比較器 202 にて生成される補正信号 V_c を示している。

【0021】

図 24 を観察することにより、補正ユニット 102 内の比較器 202 では、誤差信号 V_e の電位が高い場合（波形 212 の場合）には、パルス幅の広い補正信号 V_c （波形 214）を生成しており、逆に、誤差信号 V_e の電位が低い場合（波形 213 の場合）には、パルス幅の狭い補正信号 V_c （波形 215）を生成していることが分かる。

【0022】

従って、エラー処理手段 101 において、パルス変調手段 100 から入力される基準となるパルス変調信号 V_r と、電力スイッチ手段 103 から入力される帰還信号 V_s とから誤差信号 V_e を生成するに際し、帰還信号 V_s のパルス幅が基準となるパルス変調信号 V_r のパルス幅より広い、あるいはこれと等価な誤差をもつ場合には、当該誤差信号 V_e として波形 213 の如く、電位を低下させた誤差信号 V_e を生成し、また、帰還信号 V_s のパルス幅が基準となるパルス変調信号 V_r のパルス幅より狭い、あるいはこれと等価な誤差をもつ場合には、当該誤

差信号 V_e として波形 2 1 2 の如く、電位を増大させた誤差信号 V_e を生成するように、当該エラー処理手段 1 0 1 を構成する。

【 0 0 2 3 】

上記構成の補正方式を備える D 級増幅器を採用することにより、基準となるパルス変調信号 V_r に対する、電力スイッチ手段 1 0 3 から出力される信号 V_s の誤差を、自動的に低減することができる。

【 0 0 2 4 】

したがって、電力スイッチ手段 1 0 3 における電源電圧変動やデットタイム等の動作により発生する信号の歪を自動的に補正することができるので、増幅器出力の音声信号に歪を生じさせることがなくなる。

【 0 0 2 5 】

【特許文献 1】

特表 2 0 0 1 - 5 1 7 3 9 3 号公報（例えば、図 3 - 8）

【 0 0 2 6 】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、特表 2 0 0 1 - 5 1 7 3 9 3 号公報に開示されている D 級増幅器における帰還による補正処理は、上記説明のとおり構成されるため、以下に示す問題が生じている。

【 0 0 2 7 】

まず第一の問題として、補正の効果を向上させるためには、比較器 2 0 2 の「-」入力部に入力される信号 V_i を変換処理により、精度の良い台形波信号にする必要がある。しかし、精度良く台形波信号を生成するためには、図 2 3 に示されている回路以上に複雑な回路構成が必要であるために、回路が複雑化するという問題が生じる。

【 0 0 2 8 】

また第二の問題として、エラー処理手段 1 0 1 に入力される、パルス変調信号 V_r および帰還信号 V_s はパルス信号であるために、当該パルス信号から正常に誤差信号 V_e を作成することは非常に困難であり、当該誤差信号 V_e において残留パルスが除去しきれず、当該残留パルスに起因して十分な補正効果を得ること

が困難であるという問題も生じている。

【0029】

パルス成分が大きく残留する場合には、これにより回路動作が制約を受けるため、つまり当該パルス成分が回路の非直線領域に入って歪むと誤差信号 V_e に歪みが生じ、正しい補正動作ができなくなるため、エラー処理手段 101 で生成される誤差信号 V_e は、パルス変調信号 V_r と帰還信号 V_s との低周波成分の差を反映し、パルス成分を含まないことを理想とする。

【0030】

しかし実際には、エラー処理手段 101 における帰還信号 V_s の位相回転は、ループ動作を不安定とするため、パルス成分を十分に減衰させるようなフィルタをかけることが困難である。一方、帰還の効果を十分に得るためには誤差信号 V_e を十分に増幅して補正を行う必要があり、これにより残留パルス成分も同時に増幅されるという相反する結果となる。

【0031】

上記理由に基づき、残留パルスが起因して十分な補正効果（音声信号の歪の低減効果）を得ることが困難なのである。

【0032】

そこで、この発明は、簡易な回路構成でありながら、精度良く音声信号の歪を低減することができる D 級増幅器を提供することを目的とする。

【0033】

【課題を解決するための手段】

上記の目的を達成するために、本発明に係る請求項 1 に記載の D 級増幅器は、パルス変調信号を生成するパルス変調手段と、前記パルス変調信号を基準として帰還による帰還信号の補正を行う補正回路と、前記補正回路より出力される補正信号に基づいて電圧信号を生成する電力スイッチ手段とを有しており、前記帰還信号は前記電圧信号に基づく信号である D 級増幅器において、前記補正回路は、前記パルス変調信号に基づいて積分処理をする第一の積分手段と、前記帰還信号に基づいて積分処理をする第二の積分手段と、前記第一の積分手段からの第一の積分信号と前記第二の積分手段からの第二の積分信号とを比較し、当該比較に対

応した前記補正信号を生成する比較器とを備えている。

【 0 0 3 4 】

また、請求項 2 に記載の D 級増幅器では、前記補正回路は、前記第一の積分信号に対して利得の調整を行う利得調整手段と、前記利得調整手段からの出力信号と前記パルス変調信号との差を求めることにより第一の差分信号を生成し、当該第一の差分信号を前記第一の積分手段に出力する第一の減算手段と、前記利得調整手段からの出力信号と前記帰還信号との差を求めることにより第二の差分信号を生成し、当該第二の差分信号を前記第二の積分手段に出力する第二の減算手段とを、さらに備えていてもよい。

【 0 0 3 5 】

また、請求項 3 に記載の D 級増幅器では、パルス変調信号を生成するパルス変調手段と、前記パルス変調信号を基準として帰還による帰還信号の補正を行う補正回路と、前記補正回路より出力される補正信号に基づいて電圧信号を生成する電力スイッチ手段とを有しており、前記帰還信号は前記電圧信号に基づく信号である D 級増幅器において、前記補正回路は、前記パルス変調信号に基づいて積分処理をする第一の積分手段と、前記帰還信号に基づいて積分処理をする第二の積分手段と、前記第一の積分手段からの第一の積分信号と前記第二の積分手段からの第二の積分信号との差を求める第一の減算手段と、前記第一の減算手段から出力される第一の差分信号を積分処理する第三の積分手段と、前記第三の積分手段からの第三の積分信号を反転させる反転手段と、前記第一の差分信号と前記反転手段により反転させられた前記第三の積分信号とを比較し、当該比較に対応した前記補正信号を生成する比較器とを備えている。

【 0 0 3 6 】

また、請求項 4 に記載の D 級増幅器では、前記補正回路は、前記第一の積分信号に対して利得の調整を行う利得調整手段と、前記利得調整手段からの出力信号と前記パルス変調信号との差を求め、第二の差分信号を生成し、当該第二の差分信号を前記第一の積分手段に出力する第二の減算手段と、前記利得調整手段からの出力信号と前記帰還信号との差を求め、第三の差分信号を生成し、当該第三の差分信号を前記第二の積分手段に出力する第三の減算手段とを、さらに備えてい

てもよい。

【 0 0 3 7 】

また、請求項 5 に記載の D 級増幅器では、前記電力スイッチ手段において生成される前記電圧信号の振幅を減衰させ、前記補正回路に入力させる前記帰還信号を出力する帰還回路を、さらに備えているものであってもよい。

【 0 0 3 8 】

また、請求項 6 に記載の D 級増幅器では、前記第一の積分手段の利得に関する定数と前記第二の積分手段の利得に関する定数とが同じであってもよい。

【 0 0 3 9 】

【発明の実施の形態】

以下、この発明をその実施の形態を示す図面に基づいて具体的に説明する。

【 0 0 4 0 】

<実施の形態 1>

本実施の形態の D 級増幅器が備える補正回路は、パルス変調手段から出力されるパルス変調信号と電力スイッチ手段から出力される帰還信号とを積分し、比較器において、パルス変調信号をリファレンス（基準）として、両積分された信号を比較することにより、当該比較に対応した出力信号を電力スイッチ手段に出力し、最終的に電力スイッチ手段で生ずる信号の歪を補正することができる回路である。

【 0 0 4 1 】

図 1 に、本発明に係る帰還補正回路を備えた D 級増幅器のブロック図を示す。

【 0 0 4 2 】

図 1 に示す D 級増幅器は、パルス変調手段 1、補正回路 2、電力スイッチ手段 3 および低域フィルタ（L P F）4 が直列的に接続されており、信号はパルス変調手段 1 から L P F 4 に向かって伝送される。また、電力スイッチ手段 3 から出力される信号の一部を補正回路 2 へ帰還させるため、帰還回路 5 が接続点 N 1 と補正回路 2 との間に構成されている。

【 0 0 4 3 】

ここで、補正回路 2 は 2 つの入力部を有しており、一方の入力部には、パルス

変調手段 1 からの信号が入力し、他方の入力部には、帰還回路 5 からの帰還信号が入力する。

【 0 0 4 4 】

上記構成において、各装置は以下に示す動作を行う。

【 0 0 4 5 】

パルス変調手段 1 は、デジタルもしくはアナログ音声信号を、2 値のパルス幅変調信号もしくは 2 値のパルス密度変調信号等のパルス変調信号に変換し、当該パルス変調信号を出力するものである。

【 0 0 4 6 】

また、補正回路 2 は、上記パルス変調信号および帰還回路 5 からの帰還信号を受け、パルス変調信号を基準として帰還信号に含まれる電力スイッチ手段 3 における歪要因を補正し、当該補正したパルス変調信号を出力するものである。

【 0 0 4 7 】

また、電力スイッチ手段 3 は、電源側に配置されるスイッチ素子とグランド（もしくは負電源）側に配置されるスイッチ素子とで構成され、補正回路 2 から出力される歪要因補正後のパルス変調信号に基づき、定電圧電源とグランドとの間のスイッチ動作により電力増幅を行うものであり、増幅器出力に接続される負荷への電力供給を可能とするものである。

【 0 0 4 8 】

また、低域フィルタ 4 は、電力スイッチ手段 3 から出力される、電力増幅された信号から高周波成分を除去することにより、音声信号を復調して出力するものである。

【 0 0 4 9 】

最後に、帰還回路 5 は、電力スイッチ手段 3 から出力される電力増幅された信号の振幅のレベル調整を行い、当該レベル調整された信号を補正回路 2 の他方の入力部に与えるものである。ここで、上記振幅のレベル調整は、電力スイッチ手段 3 において振幅の歪が生じない場合に、電力スイッチ手段 3 にて増幅された信号を、パルス変調手段 1 から出力されるパルス変調信号の振幅と同等レベルまで、固定された減衰利得により減衰させる。

【 0 0 5 0 】

さて次に、本発明のD級増幅器における補正の動作を担う補正回路2の内部構成を示すブロック図を図2に示す。

【 0 0 5 1 】

以下、図2で示す補正回路2の構成を具体的に説明する。

【 0 0 5 2 】

減算手段20の出力部は、第一の積分手段21の入力部に接続されており、当該第一の積分手段21の出力部は、比較器25の一方の入力部である「+」入力部に接続されている。

【 0 0 5 3 】

また、減算手段23の出力部は、第二の積分手段24の入力部に接続されており、当該第二の積分手段24の出力部は、比較器25の他方の入力部である「-」入力部に接続されている。

【 0 0 5 4 】

さらに、第一の積分手段21の出力部は、当該第一の積分手段21と比較器25との間に存する接続点N2から分岐して利得調整手段22の入力部に接続されており、当該利得調整手段22の出力部は、接続点N3を介して、減算手段20の「-」入力部と減算手段23の「-」入力部とに、それぞれ接続されている。

【 0 0 5 5 】

なお、減算手段20の「+」入力部は、パルス変調手段1の出力部と接続されており、減算手段23の「+」入力部は、帰還回路5の出力部と接続されており、さらに、比較器25の出力部は、電力スイッチ手段3の入力部に接続されている。

【 0 0 5 6 】

上記構成において、減算手段20、第一の積分手段21および利得調整手段22は、当該利得調整手段22を介する負帰還を備える積分回路を構成している。当該構成において、減算手段20においてパルス変調手段1からのパルス変調信号と利得調整手段22からの出力信号との差をとり第一の差分信号を生成し、当該第一の差分信号を第一の積分手段21にて積分処理を行っている。つまり、第

一の積分手段 2 1 によりパルス変調信号に基づいて積分処理を行いその低周波成分を強調するとともに、利得調整手段 2 2 を通した負帰還により低周波利得を適度に抑制して第一の積分手段 2 1 からの積分信号が回路の動作範囲を越えることを防止する動作を行う。

【 0 0 5 7 】

また、減算手段 2 3 および第二の積分手段 2 4 で構成される積分回路は、帰還回路 5 からの帰還信号に対して利得調整手段 2 2 からの出力信号を差し引いて第二の差分信号を生成し、当該第二の信号を積分処理するものであり、第二の積分手段 2 4 において帰還信号に基づく積分処理により帰還信号に含まれる低周波成分を強調するとともに、減算手段 2 3 にて利得調整手段 2 2 からの出力信号と帰還回路 5 からの帰還信号との減算処理を実行することにより、低周波成分を減殺して第二の積分手段 2 4 からの積分信号が回路の動作範囲を越えることを防止する動作を行う。

【 0 0 5 8 】

さらに、比較器 2 5 は、第一の積分手段 2 1 からの積分信号波形と第二の積分手段 2 4 からの積分信号波形との比較を行い、その結果を 2 値のパルス信号からなる補正信号 V c として出力する回路である。

【 0 0 5 9 】

以下、数式を用いて当該比較器 2 5 の動作を説明する。

【 0 0 6 0 】

まずはじめに、パルス変調手段 1 から出力されるパルス変調信号を e_i とし、第一の積分手段 2 1 から出力される積分信号を e_{o1} とすると、当該積分信号 e_{o1} は、

$$\begin{aligned} e_{o1} &= G_1 \int (e_i - G_f \cdot e_{o1}) dt \\ &= G_1 \int e_i \cdot dt - G_f \cdot G_1 \int e_{o1} \cdot dt \end{aligned} \quad (1)$$

で表すことができる。ここで、 G_1 は第一の積分手段 2 1 における利得に関する定数であり、 G_f は利得調整手段 2 2 における利得に関する定数である。

【 0 0 6 1 】

また、帰還回路 5 から出力される帰還信号を e_f とし、第二の積分手段 2 4 か

ら出力される積分信号を e_{o2} とすると、当該積分信号 e_{o2} は、

$$\begin{aligned} e_{o2} &= G_2 \int (e_f - G_f \cdot e_{o1}) dt \\ &= G_2 \int e_f \cdot dt - G_f \cdot G_2 \int e_{o1} \cdot dt \end{aligned} \quad (2)$$

と表すことができる。ここで、 G_2 は第二の積分手段 24 における利得に関する定数である。

【0062】

ここで、式 (1)、(2) において、右辺の第二項（利得に関する定数 G_f を有する項）により、積分信号 e_{o1} および e_{o2} の低周波利得が適度に抑制されている。

【0063】

ところで、比較器 25 から出力される補正信号 V_c は、 $(e_{o1} - e_{o2})$ の値に応じて“H”、“L”（または、「0」、「1」）の2値のパルスとして生成される。

【0064】

例えば、 $(e_{o1} - e_{o2})$ の値が正となる場合には、比較器 25 より2値のパルス信号として“H”の補正信号 V_c が出力される。すると当該“H”の補正信号 V_c は、電力スイッチ手段 3 および帰還回路 5 を通して同位相の信号が帰還されるとするため、帰還信号 e_f は“H”となり e_{o2} を増加させるので、 $(e_{o1} - e_{o2})$ の値は減少し、定常状態において当該 $(e_{o1} - e_{o2})$ の値をほぼゼロの値に収束させる。

【0065】

他方、 $(e_{o1} - e_{o2})$ の値が負となる場合には、比較器 25 より2値のパルス信号として“L”の補正信号 V_c が出力される。すると当該“L”の補正信号 V_c は、電力スイッチ手段 3 および帰還回路 5 を通して同位相の信号が帰還されるとするため、帰還信号 e_f は“L”となり e_{o2} を減少させるので、 $(e_{o1} - e_{o2})$ の値は増加し、定常状態において当該 $(e_{o1} - e_{o2})$ の値をほぼゼロの値に収束させる。

【0066】

これは言い換えれば、式 (1)、(2) より、

$$G_1 \int e_i \cdot dt - G_2 \int e_f \cdot dt + G_f \cdot (G_2 - G_1) \int e_{o1} \cdot dt \quad (3)$$

を零に近づけることである。

【0067】

ここで、定数 G_1 と定数 G_2 との値が必ずしも等しくなくても良いが、定数 G_1 と定数 G_2 との値がほぼ等しく定数 G であるとすれば、式(3)は、近似的に

$$G (\int e_i \cdot dt - \int e_f \cdot dt) = 0 \quad (4)$$

となることが分かる。

【0068】

したがって、上記構成の補正回路2の作用により、入力信号 e_i および帰還信号 e_f の低周波成分を等しくするように働くことが分かる。このため比較器25から出力される補正信号 V_c は、パルス変調信号 e_i の低周波成分と帰還信号 e_f の低周波成分との差つまり音声信号の歪みを反映し、かつ、これを低減するように生成されるものとなる。

【0069】

こうして補正による音声信号の歪み低減が行われることとなる。ここで、上記から分かるように、定数 G_1 と定数 G_2 との値が異なるものであっても、 $G_f \cdot (G_2 - G_1) \int e_{o1} \cdot dt$ の範囲内で歪の低減が行われるが、定数 G_1 と定数 G_2 の値を同じとすることにより、より精度良く歪の低減(歪の補正)を行うことができる。

【0070】

次に、補正回路2内における各箇所の信号波形の状態について説明する。

【0071】

まず、電力スイッチ手段3にて歪が生じない場合について説明する。図3は、当該場合における定常状態の補正回路2内の各箇所の波形を示す図である。ここで、横軸は時間であり、縦軸は電圧値を取っている。

【0072】

図3において、30は、補正回路2に入力されるパルス変調手段1からのパル

ス変調信号 e_i のパルス波形を示しており、31は、第一の積分手段21においてパルス波形30に基づいて生成される積分信号 e_{o1} の積分波形を示している。

【0073】

また34は、補正回路2に入力される帰還回路5からの帰還信号 e_f のパルス波形を示しており、32は、第二の積分手段24においてパルス波形34に基づいて生成される積分信号 e_{o2} の積分波形を示している。

【0074】

さらに33は、比較器25において積分波形31と積分波形32との差により“H”、“L”（または、「0」、「1」）の2値のパルスとして生成される補正信号 V_c のパルス波形を示している。具体的に、積分波形31が積分波形32より高いときは、“H”（または「1」）のパルスを発生し、積分波形31が積分波形32より低いときには“L”（または「0」）のパルスを発生する。

【0075】

パルス波形30は、ほぼ0から V_{sig} までの振幅を持つものとする。また、電力スイッチ手段3にて定電圧電源から供給される電圧を V_{pow} とし、帰還回路5における固定された減衰利得を $1/K$ とすると、帰還回路5から出力されるパルス波形34の振幅は、ほぼ0から V_{pow}/K となり、帰還回路5は、当該パルス波形34の振幅がパルス変調手段1から出力されるパルス波形30の振幅と等しく（ $V_{pow}/K = V_{sig}$ ）なるように設定されている。

【0076】

パルス波形30および34が図3の状態であり、また、第一の積分手段21および第二の積分手段24が、利得調整手段22等の作用によりほぼ $V_{sig}/2$ を基準に動作する場合には、積分波形31および積分波形32は図3に示したように形成され、さらに、比較器25にて出力される補正信号 V_c は、パルス波形33のようになる。ここで定常状態において、パルス波形34は、比較器25で出力されるパルス波形33に対して、主に電力スイッチ手段3にて発生する時間遅延 δ を伴うこととなる。

【0077】

図 3 は、つまり、定常状態において補正回路 2 が正常に動作することにより、電力スイッチ手段 3 にて歪が生じない場合には、帰還信号 e f であるパルス波形 3 4 は、パルス変調信号 e i であるパルス波形 3 0 に対して時間遅延 δ をもつ相似波形となり、両パルス波形 3 0, 3 4 の低周波成分は等しく音声信号に歪が生じず正常に信号が伝送することを示しているのである。

【 0 0 7 8 】

ところで実際には、帰還信号 e f には、主に電力スイッチ手段 3 に起因する波形の歪が含まれる。この歪は帰還信号 e f の波形を変形させるため、帰還信号 e f の低周波成分はパルス変調信号 e i の低周波成分に対して差異が生じることとなる。

【 0 0 7 9 】

そこで、以下では、電力スイッチ手段 3 にて図 4 ～ 7 に示す 4 パターンの態様の波形の歪が生じた場合に、本実施の形態の D 級増幅器の補正回路 2 が正常に補正動作を行うことにより、定常状態で当該補正回路 2 内の各箇所における波形がどのように変化するかについて説明する。ここで、図 4 ～ 7 において、縦軸は電圧値であり、横軸は時間を取っている。なお、当該 4 パターンの態様またはこれらの組み合わせにより、実際に生じる歪は表すことができる。

【 0 0 8 0 】

図 4 は、電力スイッチ立下り遅延により、電力スイッチ手段 3 より出力されるパルスのパルス幅が、電力スイッチ手段 3 に入力される前の補正信号 V c のパルス幅よりも、 t_{e1} だけ拡大する場合を示すものである（以下、第一の歪態様と称する）。

【 0 0 8 1 】

ここで、図 4 (a) は、比較器 2 5 から出力される歪が生じる前の補正信号 V c のパルス波形を示しており、図 4 (b) は、図 4 (a) で示した補正信号 V c が電力スイッチ手段 3 に入力され、当該電力スイッチ手段 3 にて第一の歪態様が発生し、その後の電力スイッチ手段 3 から出力される出力信号のパルス波形を示している。

【 0 0 8 2 】

また、図 5 は、電力スイッチ立上り遅延により、電力スイッチ手段 3 より出力されるパルスのパルス幅が、電力スイッチ手段 3 に入力される前の補正信号 V_c のパルス幅よりも、 t_{e2} だけ縮小する場合を示すものである（以下、第二の歪態様と称する）。

【 0 0 8 3 】

ここで、図 5 (a) は、比較器 25 から出力される歪が生じる前の補正信号 V_c のパルス波形を示しており、図 5 (b) は、図 5 (a) で示した補正信号 V_c が電力スイッチ手段 3 に入力され、当該電力スイッチ手段 3 にて第二の歪態様が発生し、その後の電力スイッチ手段 3 から出力される出力信号のパルス波形を示している。

【 0 0 8 4 】

また、図 6 は、電力スイッチ電源電圧変動により、電力スイッチ手段 3 より出力されるパルスのパルス振幅が、電力スイッチ手段 3 にて定電圧電源から供給される標準電圧値 V_{pow} よりも、 ΔV_1 だけ増大する場合を示すものである（以下、第三の歪態様と称する）。

【 0 0 8 5 】

ここで、図 6 (a) は、比較器 25 から出力される歪が生じる前の補正信号 V_c のパルス波形を示しており、図 6 (b) は、図 6 (a) で示した補正信号 V_c が電力スイッチ手段 3 に入力され、当該電力スイッチ手段 3 にて第三の歪態様が発生し、その後の電力スイッチ手段 3 から出力される出力信号のパルス波形を示している。

【 0 0 8 6 】

さらに、図 7 は、電力スイッチ電源電圧変動により、電力スイッチ手段 3 より出力されるパルスのパルス振幅が、電力スイッチ手段 3 にて定電圧電源から供給される標準電圧値 V_{pow} よりも、 ΔV_2 だけ減少する場合を示すものである（以下、第四の歪態様と称する）。

【 0 0 8 7 】

ここで、図 7 (a) は、比較器 25 から出力される歪が生じる前の補正信号 V_c のパルス波形を示しており、図 7 (b) は、図 7 (a) で示した補正信号 V_c

が電力スイッチ手段 3 に入力され、当該電力スイッチ手段 3 にて第四の歪態様が発生し、その後の電力スイッチ手段 3 から出力される出力信号のパルス波形を示している。

【 0 0 8 8 】

図 4 ～ 7 を通して 8 は、電力スイッチ手段 3 にて生じる時間遅延を示している。

【 0 0 8 9 】

上記 4 パターンの歪態様において、第一の歪態様と第三の歪態様では、低周波成分において信号レベルの増大という歪を発生していることとなり、第二の歪態様と第四の歪態様では、低周波成分において信号レベルの減少という歪を発生していることとなる。

【 0 0 9 0 】

以下、上記の歪態様が生じた場合に、定常状態で当該補正回路 2 内の各箇所における波形がどのように変化するかについて説明する。

【 0 0 9 1 】

まずはじめに、第一の歪態様の場合について説明する。図 8 は、第一の歪態様の場合において補正が行われ定常状態となった補正回路 2 内の各箇所の波形の状態を示している。ここで、横軸は時間であり、縦軸は電圧値である。

【 0 0 9 2 】

図 8 において、30 は、補正回路 2 に入力されるパルス変調手段 1 からのパルス変調信号 e_i のパルス波形を示しており、31 は、第一の積分手段 21 においてパルス波形 30 に基づいて生成される積分信号 e_{o1} の積分波形を示している。

【 0 0 9 3 】

また 34 a は、電力スイッチ手段 3 において第一の歪態様が発生し、本実施の形態の D 級増幅器により補正され、定常状態となったときの補正回路 2 に入力される帰還回路 5 からの帰還信号 e_f のパルス波形を示しており、32 a は、第二の積分手段 24 においてパルス波形 34 a に基づいて生成される積分信号 e_{o2} の積分波形を示している。

【 0 0 9 4 】

さらに 3 3 a は、比較器 2 5 において積分波形 3 1 と積分波形 3 2 a との差により “H”、“L”（または、「0」、「1」）の 2 値のパルスとして生成される補正信号 V_c のパルス波形を示している。具体的に、積分波形 3 1 が積分波形 3 2 a よりも高いときは、“H”（または「1」）のパルスを発生し、積分波形 3 1 が積分波形 3 2 a よりも低いときには“L”（または「0」）のパルスを発生する。

【 0 0 9 5 】

パルス波形 3 0 は、ほぼ 0 から V_{sig} までの振幅を持つものとする。また、第一の歪態様では振幅の歪が生じないので、電力スイッチ手段 3 にて定電圧電源から供給される電圧を V_{pow} とし、帰還回路 5 における固定された減衰利得を $1/K$ とすると、帰還回路 5 から出力されるパルス波形 3 4 a の振幅は、ほぼ 0 から V_{pow}/K となり、帰還回路 5 の作用により当該パルス波形 3 4 a の振幅は、パルス変調手段 1 から出力されるパルス波形 3 0 の振幅と等しくなる（ $V_{pow}/K = V_{sig}$ ）。

【 0 0 9 6 】

ここで補正回路 2 の補正動作が正常に実行されると、定常状態において、一周期分のパルス波形 3 4 a のパルス面積は、一周期分のパルス波形 3 0 のパルス面積と等しくなる。

【 0 0 9 7 】

さて、パルス波形 3 0、3 4 a が図 8 の状態であり、また、第一の積分手段 2 1 および第二の積分手段 2 4 が、利得調整手段 2 2 等の作用によりほぼ $V_{sig}/2$ を基準に動作する場合には、積分波形 3 1 および積分波形 3 2 a は図 8 に示したように形成される。

【 0 0 9 8 】

ここで、電力スイッチ手段 3 における第一の歪態様（図 4）により、積分波形 3 2 a の平均値は、図 3 で示した歪がない場合に形成される積分波形 3 2 の平均値よりも増大する。これにより、積分波形 3 1 が積分波形 3 2 a を上回る期間が図 3 で示した歪のない場合と比べて減少する。

【 0 0 9 9 】

したがって、積分波形 3 1 および積分波形 3 2 a の差に基づいて比較器 2 5 にて出力される補正信号 V_c はパルス波形 3 3 a のようになる。

【 0 1 0 0 】

ここで図 8 で示しているように、比較器 2 5 の通常の動作により、パルス波形 3 3 a のパルス幅は、パルス波形 3 4 a のパルス幅よりも第一の歪態様に対応して t_{e1} だけ狭くなる（つまり、パルス波形 3 3 a の“H”となる期間が図 3 に示した歪が生じない場合に比べて減少する。）ように、生成される。

【 0 1 0 1 】

これにより、図 8 に示すパルス幅のパルス波形 3 3 a が帰還され、再び電力スイッチ手段 3 に入力され、当該電力スイッチ手段 3 にて第一の歪態様が発生し、パルス幅が t_{e1} だけ拡大したとしても、パルス波形 3 4 a のパルス幅とパルス波形 3 0 のパルス幅とは同じとなる。ここで、パルス波形 3 3 a とパルス波形 3 4 a とは、主に電力スイッチ手段 3 にて発生する時間遅延 δ が生じていることも図 8 により示されている。

【 0 1 0 2 】

このように、電力スイッチ手段 3 において第一の歪態様の歪が生じる場合には、本実施の形態の D 級増幅器により、比較器 2 5 から出力されるパルス波形 3 3 a のパルス幅を上記のように、第一の歪態様に対応してパルス波形 3 0 のパルス幅よりも t_{e1} だけ狭くすることにより、電力スイッチ手段 3 において発生する第一の歪態様の歪を補正して、定常状態ではパルス波形 3 4 a のパルス幅をパルス波形 3 0 のパルス波形のパルス幅とほぼ等しく、つまり、パルス波形 3 4 a の一周期分のパルス面積をパルス波形 3 0 の一周期分のパルス面積とほぼ等しくする。このことは、帰還信号 e_f の低周波成分とパルス変調信号 e_i の低周波成分とを、ほぼ等しくすることであり、両信号間における誤差がないこと、つまり音声信号の歪を補正していることを示している。

【 0 1 0 3 】

次に、第二の歪態様の場合について説明する。図 9 は、第二の歪態様の場合において補正が行われ定常状態となった補正回路 2 内の各部の波形の状態を示して

いる。ここで、横軸は時間であり、縦軸は電圧値である。

【0104】

図9において、パルス波形30および積分波形31は、図8と同様なのでここでの説明は省略する。

【0105】

34bは、電力スイッチ手段3において第二の歪態様が発生し、本実施の形態のD級増幅回路により補正され、定常状態となったときの補正回路2に入力される帰還回路5からの帰還信号efのパルス波形を示しており、32bは、第二の積分手段24においてパルス波形34bに基づいて生成される積分信号eo2の積分波形を示している。

【0106】

さらに33bは、比較器25において積分波形31と積分波形32bとの差により“H”、“L”（または、「0」、「1」）の2値パルスとして生成される補正信号Vcのパルス波形を示している。具体的に、積分波形31が積分波形32bよりも高いときは、“H”（または「1」）のパルスを発生し、積分波形31が積分波形32bよりも低いときには“L”（または「0」）のパルスを発生する。

【0107】

パルス波形30は、ほぼ0からVsigまでの振幅を持つものとする。また、第二の歪態様では振幅の歪が生じないので、電力スイッチ手段3にて定電圧電源から供給される電圧をVpowとし、帰還回路5における固定された減衰利得を $1/K$ とすると、帰還回路5から出力されるパルス波形34bの振幅は、ほぼ0から $Vpow/K$ となり、帰還回路5の作用により当該パルス波形34bの振幅は、パルス変調手段1から出力されるパルス波形30の振幅と等しくなる（ $Vpow/K = Vsig$ ）。

【0108】

ここで補正回路2の補正動作が正常に実行されると、定常状態において、一周期分のパルス波形34bのパルス面積は、一周期分のパルス波形30のパルス面積と等しくなる。

【 0 1 0 9 】

さて、パルス波形 3 0, 3 4 b が図 9 の状態であり、また、第一の積分手段 2 1 および第二の積分手段 2 4 が、利得調整手段 2 2 等の作用によりほぼ $V_{sig}/2$ を基準に動作する場合には、積分波形 3 1 および積分波形 3 2 b は図 9 に示したように形成される。

【 0 1 1 0 】

ここで、電力スイッチ手段 3 における第二の歪態様（図 5）により、積分波形 3 2 b の平均値は、図 3 で示した歪がない場合に形成される積分波形 3 2 の平均値よりも減少する。これにより、積分波形 3 1 が積分波形 3 2 b を上回る期間が図 3 で示した歪のない場合と比べて増大する。

【 0 1 1 1 】

したがって、積分波形 3 1 および積分波形 3 2 b の差に基づいて比較器 2 5 にて出力される補正信号 V_c はパルス波形 3 3 b のようになる。

【 0 1 1 2 】

ここで図 9 で示しているように、比較器 2 5 の通常の動作により、パルス波形 3 3 b のパルス幅は、パルス波形 3 4 b のパルス幅よりも第二の歪態様に対応して t_{e2} だけ広くなる（つまり、パルス波形 3 3 b の“H”となる期間が図 3 に示した歪が生じない場合に比べて増大する。）ように、生成される。

【 0 1 1 3 】

これにより、図 9 に示すパルス幅のパルス波形 3 3 b が帰還され、再び電力スイッチ手段 3 に入力され、当該電力スイッチ手段 3 にて第二の歪態様が発生し、パルス幅が t_{e2} だけ縮小したとしても、パルス波形 3 4 b のパルス幅とパルス波形 3 0 のパルス幅とは同じとなる。ここで、パルス波形 3 3 b とパルス波形 3 4 b とは、主に電力スイッチ手段 3 にて発生する時間遅延 δ が生じていることも図 9 により示されている。

【 0 1 1 4 】

このように、電力スイッチ手段 3 において第二の歪態様の歪が生じる場合には、本実施の形態の D 級増幅器により、比較器 2 5 から出力されるパルス波形 3 3 b のパルス幅を上記のように、第二の歪態様に対応してパルス波形 3 0 のパルス

幅よりも t_{e2} だけ広くすることにより、電力スイッチ手段 3 において発生する第二の歪態様の歪を補正して、定常状態ではパルス波形 3 4 b のパルス幅をパルス波形 3 0 のパルス波形のパルス幅とほぼ等しく、つまり、パルス波形 3 4 b の一周分のパルス面積をパルス波形 3 0 の一周分のパルス面積とほぼ等しくする。このことは、帰還信号 $e f$ の低周波成分とパルス変調信号 $e i$ の低周波成分とを、ほぼ等しくするのであり、両信号間における誤差がないこと、つまり音声信号の歪を補正していることを示している。

【 0 1 1 5 】

次に、第三の歪態様の場合について説明する。図 1 0 は、第三の歪態様の場合において補正が行われ定常状態となった補正回路 2 内の各箇所の波形の状態を示している。ここで、横軸は時間であり、縦軸は電圧値である。

【 0 1 1 6 】

図 1 0 において、パルス波形 3 0 および積分波形 3 1 は、図 8 と同様なのでここでの説明は省略する。

【 0 1 1 7 】

3 4 c は、電力スイッチ手段 3 において第三の歪態様が発生し、本実施の形態の D 級増幅回路により補正され、定常状態となったときの補正回路 2 に入力される帰還回路 5 からの帰還信号 $e f$ のパルス波形を示しており、3 2 c は、第二の積分手段 2 4 においてパルス波形 3 4 c に基づいて生成される積分信号 $e o 2$ の積分波形を示している。

【 0 1 1 8 】

さらに 3 3 c は、比較器 2 5 において積分波形 3 1 と積分波形 3 2 c との差により “H”、“L”（または、「0」、「1」）の 2 値のパルスとして生成される補正信号 $V c$ のパルス波形を示している。具体的に、積分波形 3 1 が積分波形 3 2 c よりも高いときは、“H”（または「1」）のパルスを発生し、積分波形 3 1 が積分波形 3 2 c よりも低いときには “L”（または「0」）のパルスを発生する。

【 0 1 1 9 】

パルス波形 3 0 は、ほぼ 0 から V_{sig} までの振幅を持つものとする。また、

第三の歪態様では、定電圧電源から供給される標準電圧値 V_{pow} に対して $+\Delta V_1$ の振幅の歪が生じる場合であるので、電力スイッチ手段 3 にて定電圧電源から供給される電圧を V_{pow} とし、帰還回路 5 における固定された減衰利得を $1/K$ とすると、帰還回路 5 から出力されるパルス波形 34 c の振幅は、ほぼ 0 から $(V_{pow} + \Delta V_1) / K$ となり、当該パルス波形 34 c の振幅は、パルス変調手段 1 から出力されるパルス波形 30 の振幅と等しくならず、パルス波形 34 c の振幅の方がパルス波形 30 の振幅よりも、 $\Delta V_1 / K$ だけ大きくなる。

【0120】

ここで補正回路 2 の補正動作が正常に実行されると、定常状態において、一周期分のパルス波形 34 c のパルス面積は、一周期分のパルス波形 30 のパルス面積と等しくなる。

【0121】

さて、パルス波形 30、34 c が図 10 の状態であり、また、第一の積分手段 21 および第二の積分手段 24 が、利得調整手段 22 等の作用によりほぼ $V_{sig} / 2$ を基準に動作する場合には、積分波形 31 および積分波形 32 c は図 10 に示したように形成される。

【0122】

ここで、電力スイッチ手段 3 における第三の歪態様（図 6）により、積分波形 32 c の平均値は、図 3 で示した歪がない場合に形成される積分波形 32 の平均値よりも増加する。これにより、積分波形 31 が積分波形 32 c を上回る期間が図 3 で示した歪のない場合と比べて減少する。

【0123】

したがって、積分波形 31 および積分波形 32 c の差に基づいて比較器 25 にて出力される補正信号 V_c はパルス波形 33 c のようになる。

【0124】

ここで、図 10 で示しているように、比較器 25 の通常の動作により、パルス波形 33 c のパルス幅は、パルス波形 30 のパルス幅よりも第三の歪態様の歪（ $+\Delta V_1$ の振幅増大）に対応した分だけ狭くなる（つまり、パルス波形 33 c の“H”となる期間が図 3 に示した歪が生じない場合に比べて減少する。）ように

、生成される。

【 0 1 2 5 】

これにより、図 1 0 に示すパルス幅のパルス波形 3 3 c が帰還され、再び電力スイッチ手段 3 に入力され、当該電力スイッチ手段 3 にて第三の歪態様が発生し、パルス幅はそのまま振幅が正常値よりも $\Delta V 1$ だけ増加したとしても、パルス波形 3 4 c の一周分のパルス面積は、パルス波形 3 0 の一周分のパルス面積とほぼ等しくなる。ここで、パルス波形 3 3 c とパルス波形 3 4 c とは、主に電力スイッチ手段 3 にて発生する時間遅延 δ が生じていることも図 1 0 により示されている。

【 0 1 2 6 】

このように、電力スイッチ手段 3 において第三の歪態様の歪が生じる場合には、本実施の形態の D 級増幅器により、比較器 2 5 から出力されるパルス波形 3 3 c のパルス幅を上記のように、第三の歪態様の歪（つまり $\Delta V 1$ 分の振幅の増大）に対応してパルス波形 3 0 のパルス幅よりも狭くすることにより、電力スイッチ手段 3 において発生する第三の歪態様の歪を補正して、定常状態では、パルス波形 3 4 c の一周分のパルス面積をパルス波形 3 0 の一周分のパルス面積とほぼ等しくする。つまり、帰還信号 e f の低周波成分とパルス変調信号 e i の低周波成分とを、ほぼ等しくするのである。このことは、帰還信号 e f の低周波成分とパルス変調信号 e i の低周波成分とを、ほぼ等しくすることであり、両信号間における誤差がないこと、つまり、音声信号の歪を補正していることを示している。

【 0 1 2 7 】

なおこの場合、積分波形 3 2 c の振幅が大きくなることも比較器 2 5 から出力される補正信号 V c のパルス幅を狭めることに効果がある。

【 0 1 2 8 】

次に、第四の歪態様の場合について説明する。図 1 1 は、第四の歪態様の場合において補正が行われ定常状態となった補正回路 2 内の各箇所の波形の状態を示している。ここで、横軸は時間であり、縦軸は電圧値である。

【 0 1 2 9 】

図11において、パルス波形30および積分波形31は、図8と同様なのでここでの説明は省略する。

【0130】

34dは、電力スイッチ手段3において第四の歪態様が発生し、本実施の形態のD級増幅回路により補正され、定常状態となったときの補正回路2に入力される帰還回路5からの帰還信号efのパルス波形を示しており、32dは、第二の積分手段24においてパルス波形34dに基づいて生成される積分信号eo2の積分波形を示している。

【0131】

さらに33dは、比較器25において積分波形31と積分波形32dとの差により“H”、“L”（または、「0」、「1」）の2値のパルスとして生成される補正信号Vcのパルス波形を示している。具体的に、積分波形31が積分波形32dよりも高いときは、“H”（または「1」）のパルスを発生し、積分波形31が積分波形32dよりも低いときには“L”（または「0」）のパルスを発生する。

【0132】

パルス波形30は、ほぼ0からVsigまでの振幅を持つものとする。また、第四の歪態様は、定電圧電源から供給される標準電圧値Vpowに対して $-\Delta V$ 2の振幅の歪が生じる場合であるので、電力スイッチ手段3にて定電圧電源から供給される電圧をVpowとし、帰還回路5における固定された減衰利得を $1/K$ とすると、帰還回路5から出力されるパルス波形34dの振幅は、ほぼ0から $(Vpow - \Delta V2)/K$ となり、当該パルス波形34dの振幅は、パルス変調手段1から出力されるパルス波形30の振幅と等しくならず、パルス波形34dの振幅の方がパルス波形30の振幅よりも、 $\Delta V2/K$ だけ小さくなる。

【0133】

ここで、補正回路2の補正動作が正常に実行されると、定常状態において、一周期分のパルス波形34dのパルス面積は、一周期分のパルス波形30のパルス面積と等しくなる。

【0134】

さて、パルス波形 3 0, 3 4 d が図 1 1 の状態であり、また、第一の積分手段 2 1 および第二の積分手段 2 4 が、利得調整手段 2 2 等の作用によりほぼ $V_{sig}/2$ を基準に動作する場合には、積分波形 3 1 および積分波形 3 2 d は図 1 1 に示したように形成される。

【 0 1 3 5 】

ここで、電力スイッチ手段 3 における第四の歪態様（図 7）により、積分波形 3 2 d の平均値は、図 3 で示した歪がない場合に形成される積分波形 3 2 の平均値よりも減少する。これにより、積分波形 3 1 が積分波形 3 2 c を上回る期間が図 3 で示した歪のない場合と比べて増大する。

【 0 1 3 6 】

したがって、積分波形 3 1 および積分波形 3 2 d の差に基づいて比較器 2 5 にて出力される補正信号 V_c はパルス波形 3 3 d のようになる。

【 0 1 3 7 】

ここで、図 1 1 で示しているように、比較器 2 5 の通常の動作により、パルス波形 3 3 d のパルス幅は、パルス波形 3 0 のパルス幅よりも第四の歪態様の歪（ ΔV_2 の振幅減少）に対応した分だけ広くなる（つまり、パルス波形 3 3 d の“H”となる期間が図 3 に示した歪が生じない場合に比べて増加する。）ように、生成される。

【 0 1 3 8 】

これにより、図 1 1 に示すパルス幅のパルス波形 3 3 d が帰還され、再び電力スイッチ手段 3 に入力され、当該電力スイッチ手段 3 にて第四の歪態様が発生し、パルス幅はそのまま振幅が正常値よりも ΔV_2 だけ減少したとしても、パルス波形 3 4 d の一周期分のパルス面積は、パルス波形 3 0 の一周期分のパルス面積とほぼ等しくなる。ここで、パルス波形 3 3 d とパルス波形 3 4 d とは、主に電力スイッチ手段 3 にて発生する時間遅延 δ が生じていることも図 1 1 により示されている。

【 0 1 3 9 】

このように、電力スイッチ手段 3 において第四の歪態様の歪が生じる場合には、本実施の形態の D 級増幅器により、比較器 2 5 から出力されるパルス波形 3 3

d のパルス幅を上記のように、第四の歪態様（つまり ΔV 2 分の振幅の減少）に対応してパルス波形 3 0 のパルス幅よりも広くすることにより、電力スイッチ手段 3 において発生する第四の歪態様の歪を補正して、パルス波形 3 4 d の一周期分のパルス面積をパルス波形 3 0 の一周期分のパルス面積とほぼ等しくする。このことは、帰還信号 e f の低周波成分とパルス変調信号 e i の低周波成分とを、ほぼ等しくすることであり、両信号間における誤差がないこと、つまり音声信号の歪を補正していることを示している。

【 0 1 4 0 】

なおこの場合、積分波形 3 2 d の振幅が大きくなることも比較器 2 5 から出力される補正信号 V c のパルス幅を広めることに効果がある。

【 0 1 4 1 】

以上が、本実施の形態における補正回路 2 がパルス変調信号 e i を帰還に基づく補正を加えながら出力に伝達する動作を説明したものである。

【 0 1 4 2 】

以上の説明より、図 1，2 の構成を備える D 級増幅器は、主に電力スイッチ手段 3 の動作に起因する音声信号の歪を低減（補正）することが可能となる。

【 0 1 4 3 】

つまり、補正回路 2 において、第一の積分手段 2 1 においてパルス変調信号に基づく信号を積分処理し、第二の積分手段 2 4 において帰還信号に基づく信号を積分処理し、比較器 2 5 において当該積分処理が成された両積分信号を前記パルス変調信号を基準として比較し、当該比較に対応したパルス信号を生成し、電力スイッチ手段 3 へ当該パルス信号を出力することにより、主に電力スイッチ手段 3 にて生ずる音声信号の歪に起因する要素を補正することができる。

【 0 1 4 4 】

また、本実施の形態では、第一の積分手段 2 1 および第二の積分手段 2 4 で高周波成分を除去した信号（パルス成分を除去した信号）を生成し、当該信号に基づいて比較器 2 5 において補正信号を生成するので、従来技術のように、パルス成分が大きく残留しこれにより回路動作が制約を受ける、つまり当該パルス成分が回路の非直線領域に入り歪むことにより誤差信号に歪みが生じ、正しい補正動

作ができなくなるということを防止することができる。

【 0 1 4 5 】

また、従来技術では、精度の良い台形波を作成する必要があり、またエラー処理手段 1 0 1 のような誤差信号を生成し、当該誤差信号に基づいて補正ユニット 1 0 2 にて補正信号を生成する必要があったため、構造が複雑化していたが、本発明では、上記のような台形波を形成する必要もなく、かつ、補正回路 2 にて直接的に補正信号を生成し、誤差信号たるものを生成する必要がないので、全体的に回路構成が簡易なものとなる。

【 0 1 4 6 】

また、本実施の形態の補正回路は、第一の積分手段 2 1 からの積分波形に対して利得の抑制を行う利得調整手段 2 2 を備え、当該利得調整手段 2 2 からの出力信号を、減算手段 2 0 ではパルス変調信号から減算し（差を求め）、減算手段 2 3 では帰還信号から減算し（差を求め）、当該減算処理により生成された両差分信号を第一の積分手段 2 1 および第二の積分手段 2 4 において、それぞれ積分処理することにより、両積分手段 2 1, 2 4 で生成される積分信号の低周波利得を適度に抑制することができ、当該積分信号が回路の動作範囲を超えることを防止することができる。

【 0 1 4 7 】

なお、本実施の形態での説明では図 2 で示したように、減算手段 2 0 と減算手段 2 3 とに共通に入力信号を与えている利得調整手段 2 2 へ入力されてくる信号として、第一の積分手段 2 1 からの出力信号を採用しているが、当該利得調整手段 2 2 へ入力されてくる信号として、第二の積分手段 2 4 からの出力信号を採用してもかまわない。また、利得調整手段 2 2 を別個に 2 つ設け、一方の利得調整手段 2 2 へ入力されてくる信号として、第一の積分手段 2 1 から出力される信号を採用し、当該一方の利得調整手段 2 2 から出力される信号を減算手段 2 0 へと入力し、さらに、他方の利得調整手段 2 2 へ入力されてくる信号として、第二の積分手段 2 4 から出力される信号を採用し、当該他方の利得調整手段 2 2 から出力される信号を減算手段 2 3 へと入力する構成をとっても良い。

【 0 1 4 8 】

しかし、図 2 のように、利得調整手段 2 2 に入力されくる信号として第一の積分手段 2 1 からの出力信号を採用し、当該利得調整手段 2 2 から出力される信号を共通に、減算手段 2 0 と減算手段 2 3 とに入力させる構成とることにより、第二の積分手段 2 4 の利得が減衰することがないので、精度のよい補正処理が可能となる。

【 0 1 4 9 】

さらに、本発明の D 級増幅器には、電力スイッチ手段 3 から出力される信号の振幅を減衰させ、補正回路 2 に入力させる帰還信号を出力する帰還回路 5 を備えているので、電力スイッチ手段 3 において振幅の歪が生じない場合に、帰還回路 5 において、電力スイッチ手段 3 にて増幅された信号をパルス変調手段 1 から出力されるパルス変調信号の振幅と同等レベルまで減衰させることができ、電力スイッチ手段にて歪が生じたときに、補正回路 2 における比較処理を容易にすることができ、補正機能を備える D 級増幅器の実現を容易にすることができる。

【 0 1 5 0 】

＜実施の形態 1 の具体例＞

本実施の形態 1 において、より具体的な補正回路 2 の構成の一例を図 1 2 に示す。以下、図 1 2 の構成について説明する。

【 0 1 5 1 】

図 1 2 において、図 1 に示したパルス変調手段 1 の出力部は抵抗器 5 0 の一方に接続されており、当該抵抗器 5 0 の他方は接続点 N 4、N 7 を介して演算増幅器 5 6 の反転（「－」）入力部とにそれぞれ接続されている。また、演算増幅器 5 6 の出力部は N 5 で分岐され、コンデンサ 5 4、接続点 N 4、N 7 で負帰還を構成すると共に、比較器 5 8 の「－」入力部および接続点 N 6 へとそれぞれ接続されている。

【 0 1 5 2 】

また、接続点 N 6 は一方は、抵抗器 5 2 一方と抵抗器 5 1 の一方とに接続されており、当該抵抗器 5 1 の他方は、接続点 N 7 を介して演算増幅器 5 6 の反転（「－」）入力部へと接続される。これに対して、抵抗器 5 2 の他方は、接続点 N 9、N 8 を介して演算増幅器 5 7 の反転（「－」）入力部に接続されている。

【 0 1 5 3 】

さらに、演算増幅器 5 7 の出力部は、接続点 N 1 0 で分岐され、コンデンサ 5 5、接続点 N 9、N 8 で負帰還を構成すると共に、比較器 5 8 の「+」入力部に接続されている。また、図 1 に示した帰還回路 5 の出力部は、抵抗器 5 3、接続点 N 8 を介して演算増幅器 5 7 の反転（「-」）入力部に接続されている。

【 0 1 5 4 】

ここで、演算増幅器 5 6 の非反転（「+」）入力部および演算増幅器 5 7 の非反転（「+」）入力部は、それぞれ適当な固定電位に接続されている。また、比較器 5 8 の出力部は、図 1 に示した電力スイッチ手段 3 の入力部へと接続される。

【 0 1 5 5 】

上記構成の補正回路 2 において、抵抗器 5 0 を通して入力されるパルス変調信号 e_i と抵抗器 5 1 を通して入力される演算増幅器 5 6 の出力信号とが、演算増幅器 5 6 の反転入力部で加算する形で与えられることが、図 2 で示した減算手段 2 0 の動作を担っている。つまり、演算増幅器 5 6 の出力信号が反転入力部に対し反転することが、減算手段 2 0 においてパルス変調信号 e_i と利得調整手段 2 2 からの信号との差をとる作用をする。

【 0 1 5 6 】

また、演算増幅器 5 6 の反転入力部に与えられる信号の電流がコンデンサ 5 4 に蓄積されることが、図 2 で示した第一の積分手段 2 1 の作用をする。さらに、抵抗器 5 0 および抵抗器 5 1 の比率が、図 2 で示した利得調整手段 2 2 の作用をする。

【 0 1 5 7 】

これに対して、抵抗器 5 3 を通して入力される帰還信号 e_f と抵抗器 5 2 を通して入力される演算増幅器 5 6 の出力信号とが、演算増幅器 5 7 の反転入力部にて加算する形で与えられることが、図 2 で示した減算手段 2 3 の動作を担っている。つまり、演算増幅器 5 7 の出力信号が反転入力部に対し反転することが、減算手段 2 3 において帰還信号 e_f と利得調整手段 2 2 からの信号との差をとる作用をする。

【 0 1 5 8 】

また、演算増幅器 5 7 の反転入力部に与えられる信号の電流がコンデンサ 5 5 に蓄積されることが、図 2 で示した第二の積分手段 2 4 の作用をする。さらに、抵抗器 5 2 および抵抗器 5 3 の比率が、図 2 で示した利得調整手段 2 2 の作用をする。

【 0 1 5 9 】

ここで、抵抗器 5 0 および抵抗器 5 1 の比率と、抵抗器 5 2 および抵抗器 5 3 の比率は同じである。

【 0 1 6 0 】

加えて比較器 5 8 は、図 2 で示した比較器 2 5 に相当のものであるが、演算増幅器 5 6, 5 7 の出力が、図 2 で示した第一の積分手段 2 1 および第二の積分手段 2 4 に対してそれぞれ反転しているため、演算増幅器 5 6 の出力部を当該比較器 5 8 の「-」入力部に接続し、演算増幅器 5 7 出力部を当該比較器 5 8 の「+」入力部に接続し、図 2 で示した比較器 2 5 の接続関係とは逆の構成とすることで、出力の位相を同じとしている。

【 0 1 6 1 】

以上が、本実施の形態 1 の補正回路 2 の具体的構成を示す一例である。

【 0 1 6 2 】

なお、上記具体例では、抵抗器 5 0 および抵抗器 5 1 の比率と、抵抗器 5 2 および抵抗器 5 3 の比率とは同じであるとしたが、若干これらの比率が異なっても、パルス変調信号 e_i および帰還信号 e_f のデューティ比の関係がずれる程度で、電力スイッチ手段 3 にて生じる歪の補正は正常に行うことができる。しかし、上記比率を同じとすることにより、電力スイッチ手段 3 にて歪が生じない場合に、パルス変調信号 e_i の波形と帰還信号 e_f の波形とを正確に等しくすることができ、構成を複雑化することなしに補正処理を容易に実行することができる。

【 0 1 6 3 】

また、抵抗器 5 0 および抵抗器 5 1 の比率 G_{f1} と、抵抗器 5 2 および抵抗器 5 3 の比率 G_{f2} とを異なる値に設定し、当該比率 G_{f1} 、 G_{f2} と、第一の積

分手段 2 1 に関する利得定数 G_1 と、第二の積分手段 2 4 に関する利得定数 G_2 と、電力スイッチ手段 3 における定電圧電源から供給される電圧を V_{pow} とを調整することにより、帰還回路 5 の作用を代行することもでき、当該調整により、帰還回路 5 を省略することもできる。

【 0 1 6 4 】

<実施の形態 2>

本実施の形態の補正回路は、実施の形態 1 で説明した図 1 の D 級増幅器に組み込まれるものであり、当該補正回路では、第一の積分手段からの信号と第二の積分手段からの信号とを、直接比較器にて比較するのではなく、減算手段にて、第一の積分手段からの信号と第二の積分手段からの信号との差を求めた後、減算手段出力信号（差分信号）と、当該差分信号をさらに第三の積分手段により積分し、その後反転手段により反転させた信号との間での比較を、比較器にて行うことで出力の補正信号を生成する。

【 0 1 6 5 】

本実施の形態における、補正回路 2 の内部の構成を示すブロック図を図 1 3 に示す。以下、図 1 3 の構成を具体的に説明する。なお、図 1 3 において、減算手段 2 0、第一の積分手段 2 1、利得調整手段 2 2、減算手段 2 3、および第二の積分手段 2 4 は、実施の形態 1 の図 2 で示した同じ符号の各回路と同じ構成を取り、同じ機能・動作を行うものであるので、ここでの説明は省略する。

【 0 1 6 6 】

図 1 3 において、第一の積分手段 2 1 の出力部は、接続点 N 2 を介して、減算手段 2 6 の「+」入力部に接続されており、第二の積分手段 2 4 の出力部は、当該減算手段 2 6 の「-」入力部に接続されている。さらに、減算手段 2 6 の出力部は、接続点 N 1 1 で分岐して、一方は比較器 2 9 の「+」入力部に接続されており、他方は、第三の積分手段 2 7、反転手段 2 8 を介して比較器 2 9 の「-」入力部に接続される。

【 0 1 6 7 】

なお、比較器 2 9 の出力部は、実施の形態 1 と同様、電力スイッチ手段 3 の入力部に接続されている。

【0168】

図13で示したように本実施形態では、第一の積分手段21から出力される積分波形と、第二の積分手段24から出力される積分波形とを直接比較するのではなく、減算手段26において当該両積分波形の差を求めた後、比較器29において、減算手段26からの出力信号（差分信号）と、当該差分信号をさらに第三の積分手段27、反転手段29により積分・反転した信号との間の比較を行うことで、当該比較器29において補正信号 V_c を形成する。

【0169】

ここで、減算手段26からの差分信号には、パルス変調信号 e_i の低周波成分および帰還信号 e_f の低周波成分の差を含んでおり、当該低周波数成分の差が帰還信号 e_f に含まれる誤差、つまり音声信号出力の歪を表しており、当該歪を比較器29において補正される。

【0170】

当該補正動作は、例えば比較器29の「-」入力部に固定の基準電位（ $V_{sig}/2$ ）を接続すると、実施の形態1と同じ補正動作をすると考えられることから明らかである。

【0171】

ところが本実施の形態では、比較器29の「-」入力部に固定の基準電位（ $V_{sig}/2$ ）が接続されているのではなく、減算手段26からの差分信号を積分、反転させる、 $V_{sig}/2$ を基準として動作する第三の積分手段27と反転手段28とが接続されているので、上記の補正効果に加えて以下に示す効果をさらに有することとなる。

【0172】

つまり、第三の積分手段27において、減算手段26からの差分信号に含まれる、パルス変調信号 e_i の低周波成分および帰還信号 e_f の低周波成分の差（音声信号出力の歪）をさらに蓄積・強調し、その後反転手段28により反転処理を施すことにより、比較器29において当該強調された音声信号出力の歪が減算手段26から出力される差分信号に加えられることとなるので、より音声信号出力の歪を強調した形で比較器29にて当該歪に対応した補正信号 V_c を生成するこ

とができ、実施の形態 1 に記載の補正回路よりもさらに高い補正効果を得ることができる。

【0173】

次に、補正回路 2 内における各箇所の信号波形の状態について説明する。

【0174】

まず、電力スイッチ手段 3 にて歪が生じない場合について説明する。図 1 4 は、当該場合における定常状態の補正回路 2 内の各箇所の波形を示す図である。ここで、横軸は時間であり、縦軸は電圧値を取っている。

【0175】

図 1 4 において、4 0 は、補正回路 2 に入力されるパルス変調手段 1 からのパルス変調信号 e_i のパルス波形を示しており、4 1 は、第一の積分手段 2 1 においてパルス波形 4 0 に基づいて生成される積分信号 e_{o1} の積分波形を示している。

【0176】

また 4 4 は、補正回路 2 に入力される帰還回路 5 からの帰還信号 e_f のパルス波形を示しており、4 2 は、第二の積分手段 2 4 においてパルス波形 4 4 に基づいて生成される積分信号 e_{o2} の波形を示している。

【0177】

また 4 5 は、減算手段 2 6 において積分波形 4 1 から積分波形 4 2 を減算することにより生成される波形を示しており、また 4 6 は、第三の積分手段 2 7、反転手段 2 8 において波形 4 5 を積分・反転することにより生成される積分波形を示している。

【0178】

さらに 4 3 は、比較器 2 9 において波形 4 5 と積分波形 4 6 との差により“H”、“L”（または、「0」、「1」）の 2 値のパルスとして生成される補正信号 V_c のパルス波形を示している。具体的に、波形 4 5 が積分波形 4 6 よりも高いときは、“H”（または「1」）のパルスを発生し、波形 4 5 が積分波形 4 6 よりも低いときには、“L”（または「0」）のパルスを発生する。

【0179】

パルス波形 40 は、ほぼ 0 から V_{sig} までの振幅を持つものとする。また、電力スイッチ手段 3 にて定電圧電源から供給される電圧を V_{pow} とし、帰還回路 5 における固定された減衰利得を $1/K$ とすると、帰還回路 5 から出力されるパルス波形 44 の振幅は、ほぼ 0 から V_{pow}/K となり、帰還回路 5 は、当該パルス波形 44 の振幅が、パルス変調手段 1 から出力されるパルス波形 40 の振幅と等しく ($V_{pow}/K = V_{sig}$) なるように設定されている。

【0180】

パルス波形 40 および 44 が図 14 の状態であり、また、第一の積分手段 21 および第二の積分手段 24 が、利得調整手段 22 等の作用によりほぼ $V_{sig}/2$ を基準に動作する場合には、積分波形 41 および積分波形 42 は図 14 に示したように生成される。また、減算手段 26 および減算手段 27 においても、ほぼ $V_{sig}/2$ を基準に動作するものとするとき波形 45, 46 のように生成される。

【0181】

したがって、比較器 29 にて出力される補正信号 V_c は、パルス波形 43 のようになる。ここで定常状態において、パルス波形 44 は、比較器 29 で出力されるパルス波形 43 に対して、主に電力スイッチ手段 3 にて発生する時間遅延 δ を伴うこととなる。

【0182】

図 14 は、つまり、定常状態において補正回路 2 が正常に動作することにより、電力スイッチ手段 3 にて歪が生じない場合には、帰還信号 e_f であるパルス波形 44 は、パルス変調信号 e_i であるパルス波形 40 に対して時間遅延 δ をもつ相似波形となり、両パルス波形 40, 44 の低周波成分は等しく音声信号に歪が生じず正常に信号が伝送することを示しているのである。

【0183】

ところで実際には、帰還信号 e_f には、主に電力スイッチ手段 3 に起因する波形の歪が含まれる。この歪は帰還信号 e_f の波形を変形させるため、帰還信号 e_f の低周波成分がパルス変調信号 e_i の低周波成分に対して差異が生じることとなる。

【 0 1 8 4 】

電力スイッチ手段 3 にて生じる歪の態様として図 4 ～ 7 で示した 4 パターンの態様があり、当該態様の歪が生じた場合に、本実施の形態の D 級増幅器の補正回路 2 が正常に補正動作を行うことを説明する。なお、実際に生じる歪は、上記 4 パターンまたはこれらの組み合わせにより表すことができる。

【 0 1 8 5 】

以下、上記の歪態様が生じた場合に、定常状態で当該補正回路 2 内の各箇所における波形がどのように変化するかについて説明する。

【 0 1 8 6 】

まずはじめに、第一の歪態様の場合について説明する。図 1 5 は、第一の歪態様の場合において補正が行われ定常状態となった補正回路 2 内の各箇所の波形の状態を示している。ここで、横軸は時間であり、縦軸は電圧値である。

【 0 1 8 7 】

図 1 5 において、4 0 は、補正回路 2 に入力されるパルス変調手段 1 からのパルス変調信号 e_i のパルス波形を示しており、4 1 は、第一の積分手段 2 1 においてパルス波形 4 0 に基づいて生成される積分信号 e_{o1} の積分波形を示している。

【 0 1 8 8 】

また 4 4 a は、電力スイッチ手段 3 において第一の歪態様が発生し、本実施の形態の D 級増幅回路により補正され、定常状態となったときの補正回路 2 に入力される帰還回路 5 からの帰還信号 e_f のパルス波形を示しており、4 2 a は、第二の積分手段 2 4 においてパルス波形 4 4 a に基づいて生成される積分信号 e_{o2} の積分波形を示している。

【 0 1 8 9 】

また 4 5 a は、減算手段 2 6 において積分波形 4 1 から積分波形 4 2 a を減算することにより生成される波形を示しており、また 4 6 a は、第三の積分手段 2 7、反転手段 2 8 において波形 4 5 a を積分・反転することにより生成される積分波形を示している。

【 0 1 9 0 】

さらに 4 3 a は、比較器 2 9 において波形 4 5 a と積分波形 4 6 a との差により “H”、“L”（または、「0」、「1」）の 2 値のパルスとして生成される補正信号 V c のパルス波形を示している。具体的に、波形 4 5 a が積分波形 4 6 a よりも高いときは、“H”（または「1」）のパルスを発生し、波形 4 5 a が積分波形 4 6 a よりも低いときには、“L”（または「0」）のパルスを発生する。

【 0 1 9 1 】

パルス波形 4 0 は、ほぼ 0 から V s i g までの振幅を持つものとする。また、第一の歪態様では振幅の歪が生じないので、電力スイッチ手段 3 にて定電圧電源から供給される電圧を V p o w とし、帰還回路 5 における固定された減衰利得を $1/K$ とすると、帰還回路 5 から出力されるパルス波形 4 4 a の振幅は、ほぼ 0 から V p o w / K となり、帰還回路 5 の作用により当該パルス波形 4 4 a の振幅は、パルス変調手段 1 から出力されるパルス波形 4 0 の振幅と等しくなる（ $V p o w / K = V s i g$ ）。

【 0 1 9 2 】

ここで、補正回路 2 の補正動作が正常に実行されると、定常状態において、一周期分のパルス波形 4 4 a のパルス面積は、一周期分のパルス波形 4 0 のパルス面積と等しくなる。

【 0 1 9 3 】

さて、パルス波形 4 0、4 4 a が図 1 5 の状態であり、また、第一の積分手段 2 1 および第二の積分手段 2 4 が、利得調整手段 2 2 等の作用によりほぼ V s i g / 2 を基準に動作する場合には、積分波形 4 1 および積分波形 4 2 a は図 1 5 に示したように形成される。

【 0 1 9 4 】

ここで、電力スイッチ手段 3 における第一の歪態様（図 4）により、積分波形 4 2 a の平均値は、図 1 4 で示した歪がない場合に形成される積分波形 4 2 の平均値よりも増大する。

【 0 1 9 5 】

これにより、積分波形 4 1 および積分波形 4 2 a の差により減算手段 2 6 にて

生成される波形 4 5 a が、基準レベルである $V_{sig}/2$ を上回る期間が減少する。これに対して、波形 4 5 a に基づいて第三の積分手段 2 7 および反転手段 2 8 により生成される積分波形 4 6 a は、平均的に基準レベルである $V_{sig}/2$ を上回ることとなる。

【 0 1 9 6 】

したがって、波形 4 5 a および積分波形 4 6 a の差に基づいて比較器 2 9 にて出力される補正信号 V_c はパルス波形 4 3 a のようになる。ここで、本実施の形態においては、補正信号 V_c は、強調された音声信号出力の歪を補正することができる信号となっている。

【 0 1 9 7 】

ここで図 1 5 で示しているように、比較器 2 9 の通常の動作により、パルス波形 4 3 a のパルス幅は、パルス波形 4 4 a のパルス幅よりも、第一の歪態様に対応して t_{e1} だけ狭くなる（つまり、パルス波形 4 3 a の“H”となる期間が図 3 に示した歪が生じない場合に比べて減少する。）ように、生成される。

【 0 1 9 8 】

これにより、図 1 5 に示すパルス幅のパルス波形 4 3 a が帰還され、再び電力スイッチ手段 3 に入力され、当該電力スイッチ手段 3 にて第一の歪態様が発生し、パルス幅が t_{e1} だけ拡大したとしても、パルス波形 4 4 a のパルス幅とパルス波形 4 0 のパルス幅とは同じとなる。ここで、パルス波形 4 3 a とパルス波形 4 4 a とは、主に電力スイッチ手段 3 にて発生する時間遅延 δ が生じていることも図 1 5 により示されている。

【 0 1 9 9 】

このように、電力スイッチ手段 3 において第一の歪態様の歪が生じる場合には、本実施の形態の D 級増幅器により、比較器 2 9 から出力されるパルス波形 4 3 a のパルス幅を上記のように、第一の歪態様に対応してパルス波形 4 0 のパルス幅よりも t_{e1} だけ狭くすることにより、電力スイッチ手段 3 において発生する第一の歪態様の歪を補正して、定常状態ではパルス波形 4 4 a のパルス幅をパルス波形 4 0 のパルス波形のパルス幅とほぼ等しく、つまり、パルス波形 4 4 a の一周期分のパルス面積をパルス波形 4 0 の一周期分のパルス面積とほぼ等しくす

る。このことは、帰還信号 $e f$ の低周波成分とパルス変調信号 $e i$ の低周波成分とを、ほぼ等しくすることであり、両信号間における誤差がないこと、つまり音声信号の歪を補正していることを示している。

【 0 2 0 0 】

次に、第二の歪態様の場合について説明する。図 1 6 は、第二の歪態様の場合において補正が行われ定常状態となった補正回路 2 内の各箇所の波形の状態を示している。ここで、横軸は時間であり、縦軸は電圧値である。

【 0 2 0 1 】

図 1 6 において、パルス波形 4 0 および積分波形 4 1 は、図 1 5 と同様なのでここでの説明は省略する。

【 0 2 0 2 】

4 4 b は、電力スイッチ手段 3 において第二の歪態様が発生し、本実施の形態の D 級増幅回路により補正され、定常状態となったときの補正回路 2 に入力される帰還回路 5 からの帰還信号 $e f$ のパルス波形を示しており、4 2 b は、第二の積分手段 2 4 においてパルス波形 4 4 b に基づいて生成される積分信号 $e o 2$ の積分波形を示している。

【 0 2 0 3 】

また 4 5 b は、減算手段 2 6 において積分波形 4 1 から積分波形 4 2 b を減算することにより生成される波形を示しており、また 4 6 b は、第三の積分手段 2 7、反転手段 2 8 において波形 4 5 b を積分・反転することにより生成される積分波形を示している。

【 0 2 0 4 】

さらに 4 3 b は、比較器 2 9 において波形 4 5 b と積分波形 4 6 b との差により“H”、“L”（または、「0」、「1」）の 2 値のパルスとして生成される補正信号 $V c$ のパルス波形を示している。具体的に、波形 4 5 b が積分波形 4 6 b よりも高いときは、“H”（または「1」）のパルスを発生し、波形 4 5 b が積分波形 4 6 b よりも低いときには、“L”（または「0」）のパルスを発生する。

【 0 2 0 5 】

パルス波形 4 0 は、ほぼ 0 から V_{sig} までの振幅を持つものとする。また、第二の歪態様では振幅の歪が生じないので、電力スイッチ手段 3 にて定電圧電源から供給される電圧を V_{pow} とし、帰還回路 5 における固定された減衰利得を $1/K$ とすると、帰還回路 5 から出力されるパルス波形 4 4 b の振幅は、ほぼ 0 から V_{pow}/K となり、帰還回路 5 の作用により当該パルス波形 4 4 b の振幅は、パルス変調手段 1 から出力されるパルス波形 4 0 の振幅と等しくなる ($V_{pow}/K = V_{sig}$)。

【0206】

ここで、補正回路 2 の補正動作が正常に実行されると、定常状態において、一周期分のパルス波形 4 4 b のパルス面積は、一周期分のパルス波形 4 0 のパルス面積と等しくなる。

【0207】

さて、パルス波形 4 0、4 4 b が図 1 6 の状態であり、また、第一の積分手段 2 1 および第二の積分手段 2 4 が、利得調整手段 2 2 等の作用によりほぼ $V_{sig}/2$ を基準に動作する場合には、積分波形 4 1 および積分波形 4 2 b は図 1 6 に示したように形成される。

【0208】

ここで、電力スイッチ手段 3 における第二の歪態様（図 5）により、積分波形 4 2 b の平均値は、図 1 4 で示した歪がない場合に形成される積分波形 4 2 の平均値よりも減少する。

【0209】

これにより、積分波形 4 1 および積分波形 4 2 b の差により減算手段 2 6 にて生成される波形 4 5 b が、基準レベルである $V_{sig}/2$ を上回る期間が増加する。これに対して、波形 4 5 b に基づいて第三の積分手段 2 7 および反転手段 2 8 により生成される積分波形 4 6 b は、平均的に基準レベルである $V_{sig}/2$ を下回ることとなる。

【0210】

したがって、波形 4 5 b および積分波形 4 6 b の差に基づいて比較器 2 9 にて出力される補正信号 V_c はパルス波形 4 3 b のようになる。ここで、本実施の形

態においては、補正信号 V_c は、強調された音声信号出力の歪を補正することができる信号となっている。

【 0 2 1 1 】

ここで図 1 6 で示しているように、比較器 2 9 の通常の動作により、パルス波形 4 3 b のパルス幅は、パルス波形 4 4 b のパルス幅よりも第二の歪態様に対応して t_{e2} だけ広くなる（つまり、パルス波形 4 3 b の“H”となる期間が図 1 4 に示した歪が生じない場合に比べて増大する。）ように、生成される。

【 0 2 1 2 】

これにより、図 1 6 に示すパルス幅のパルス波形 4 3 b が帰還され、再び電力スイッチ手段 3 に入力され、当該電力スイッチ手段 3 にて第二の歪態様が発生し、パルス幅が t_{e2} だけ縮小したとしても、パルス波形 4 4 b のパルス幅とパルス波形 4 0 のパルス幅とは同じとなる。ここで、パルス波形 4 3 b とパルス波形 4 4 b とは、主に電力スイッチ手段 3 にて発生する時間遅延 δ が生じていることも図 1 6 により示されている。

【 0 2 1 3 】

このように、電力スイッチ手段 3 において第二の歪態様の歪が生じる場合には、本実施の形態の D 級増幅器により、比較器 2 9 から出力されるパルス波形 4 3 b のパルス幅を上記のように、第二の歪態様に対応してパルス波形 4 0 のパルス幅よりも t_{e2} だけ広くすることにより、電力スイッチ手段 3 において発生する第二の歪態様の歪を補正して、定常状態ではパルス波形 4 4 b のパルス幅をパルス波形 4 0 のパルス波形のパルス幅とほぼ等しく、つまり、パルス波形 4 4 b の一周分分のパルス面積をパルス波形 4 0 の一周分分のパルス面積とほぼ等しくする。このことは、帰還信号 e_f の低周波成分とパルス変調信号 e_i の低周波成分とを、ほぼ等しくすることであり、両信号間における誤差がないこと、つまり音声信号の歪を補正していることを示している。

【 0 2 1 4 】

次に、第三の歪態様の場合について説明する。図 1 7 は、第三の歪態様の場合において補正が行われ定常状態となった補正回路 2 内の各部の波形の状態を示している。ここで、横軸は時間であり、縦軸は電圧値である。

【 0 2 1 5 】

図 1 7 において、パルス波形 4 0 および積分波形 4 1 は、図 1 5 と同様なのでここでの説明は省略する。

【 0 2 1 6 】

4 4 c は、電力スイッチ手段 3 において第三の歪態様が発生し、本実施の形態の D 級増幅回路により補正され、定常状態となったときの補正回路 2 に入力される帰還回路 5 からの帰還信号 e f のパルス波形を示しており、4 2 c は、第二の積分手段 2 4 においてパルス波形 4 4 c に基づいて生成される積分信号 e o 2 の積分波形を示している。

【 0 2 1 7 】

また 4 5 c は、減算手段 2 6 において積分波形 4 1 から積分波形 4 2 c を減算することにより生成される波形を示しており、また 4 6 c は、第三の積分手段 2 7、反転手段 2 8 において波形 4 5 c を積分・反転することにより生成される積分波形を示している。

【 0 2 1 8 】

さらに 4 3 c は、比較器 2 9 において波形 4 5 c と積分波形 4 6 c との差により“H”、“L”（または、「0」、「1」）の 2 値のパルスとして生成される補正信号 V c のパルス波形を示している。具体的に、波形 4 5 c が積分波形 4 6 c よりも高いときは、“H”（または「1」）のパルスを発生し、波形 4 5 c が積分波形 4 6 c よりも低いときには、“L”（または「0」）のパルスを発生する。

【 0 2 1 9 】

パルス波形 4 0 は、ほぼ 0 から V s i g までの振幅を持つものとする。また、第三の歪態様では、定電圧電源から供給される標準電圧値 V p o w に対して $+\Delta V 1$ の振幅の歪が生じる場合であるので、電力スイッチ手段 3 にて定電圧電源から供給される電圧を V p o w とし、帰還回路 5 における固定された減衰利得を $1/K$ とすると、帰還回路 5 から出力されるパルス波形 4 4 c の振幅は、ほぼ 0 から $(V p o w + \Delta V 1) / K$ となり、当該パルス波形 4 4 c の振幅は、パルス変調手段 1 から出力されるパルス波形 4 0 の振幅と等しくならず、パルス波形 4 4

cの振幅の方がパルス波形40の振幅よりも、 $\Delta V1/K$ だけ大きくなる。

【0220】

ここで、補正回路2の補正動作が正常に実行されると、定常状態において、一周期分のパルス波形44cのパルス面積は、一周期分のパルス波形40のパルス面積と等しくなる。

【0221】

さて、パルス波形40、44cが図17の状態であり、また、第一の積分手段21および第二の積分手段24が、利得調整手段22等の作用によりほぼ $Vsig/2$ を基準に動作する場合には、積分波形41および積分波形42cは図17に示したように形成される。

【0222】

ここで、電力スイッチ手段3における第三の歪態様（図6）により、積分波形42cの平均値は、図14で示した歪がない場合に形成される積分波形42の平均値よりも増加する。

【0223】

これにより、積分波形41および積分波形42cの差により減算手段26にて生成される波形45cが、基準レベルである $Vsig/2$ を上回る期間が減少する。これに対して、波形45cに基づいて第三の積分手段27および反転手段28により生成される積分波形46cは、平均的に基準レベルである $Vsig/2$ を上回ることとなる。

【0224】

したがって、波形45cおよび積分波形46cの差に基づいて比較器29にて出力される補正信号Vcはパルス波形43cのようになる。ここで、本実施の形態においては、補正信号Vcは、強調された音声信号出力の歪を補正することができる信号となっている。

【0225】

ここで図17で示しているように、比較器29の通常の動作により、パルス波形43cのパルス幅は、パルス波形40のパルス幅よりも第三の歪態様の歪（ $\Delta V1$ だけの振幅増大）に対応した分だけ狭くなる（つまり、パルス波形43cの

“H”となる期間が図14に示した歪が生じない場合に比べて減少する。) ように、生成される。

【0226】

これにより、図17に示すパルス幅のパルス波形43cが帰還され、再び電力スイッチ手段3に入力され、当該電力スイッチ手段3にて第三の歪態様が発生し、パルス幅はそのまま振幅が正常値よりも $\Delta V1$ だけ増加したとしても、パルス波形44cの一周期分のパルス面積は、パルス波形40の一周期分のパルス面積とほぼ等しくなる。ここで、パルス波形43cとパルス波形44cとは、主に電力スイッチ手段3にて発生する時間遅延 δ が生じていることも図17により示されている。

【0227】

このように、電力スイッチ手段3において第三の歪態様の歪が生じる場合には、本実施の形態のD級増幅器により、比較器29から出力されるパルス波形43cのパルス幅を上記のように、第三の歪態様の歪(つまり $\Delta V1$ 分の振幅の増大)に対応してパルス波形40のパルス幅よりも狭くすることにより、電力スイッチ手段3において発生する第三の歪態様の歪を補正して、パルス波形44cの一周期分のパルス面積をパルス波形40の一周期分のパルス面積とほぼ等しくする。このことは、帰還信号efの低周波成分とパルス変調信号eiの低周波成分とを、ほぼ等しくすることであり、両信号間における誤差がないこと、つまり音声信号の歪を補正していることを示している。

【0228】

なおこの場合、積分波形42cの振幅が大きくなり、波形45cの上辺の傾きが負となることも比較器29から出力される補正信号Vcのパルス幅を狭めることに効果がある。

【0229】

次に、第四の歪態様の場合について説明する。図18は、第四の歪態様の場合において補正が行われ定常状態となった補正回路2内の各箇所の波形の状態を示している。ここで、横軸は時間であり、縦軸は電圧値である。

【0230】

図 1 8 において、パルス波形 4 0 および積分波形 4 1 は、図 1 5 と同様なのでここでの説明は省略する。

【 0 2 3 1 】

4 4 d は、電力スイッチ手段 3 において第四の歪態様が発生し、本実施の形態の D 級増幅回路により補正され、定常状態となったときの補正回路 2 に入力される帰還回路 5 からの帰還信号 e f のパルス波形を示しており、4 2 d は、第二の積分手段 2 4 においてパルス波形 4 4 d に基づいて生成される積分信号 e o 2 の積分波形を示している。

【 0 2 3 2 】

また 4 5 d は、減算手段 2 6 において積分波形 4 1 から積分波形 4 2 d を減算することにより生成される波形を示しており、また 4 6 d は、第三の積分手段 2 7、反転手段 2 8 において波形 4 5 d を積分・反転することにより生成される積分波形を示している。

【 0 2 3 3 】

さらに 4 3 d は、比較器 2 9 において波形 4 5 d と積分波形 4 6 d との差により“H”、“L”（または、「0」、「1」）の 2 値のパルスとして生成される補正信号 V c のパルス波形を示している。具体的に、波形 4 5 d が積分波形 4 6 d よりも高いときは、“H”（または「1」）のパルスを発生し、波形 4 5 d が積分波形 4 6 d よりも低いときには、“L”（または「0」）のパルスを発生する。

【 0 2 3 4 】

パルス波形 4 0 は、ほぼ 0 から V_{sig} までの振幅を持つものとする。また、第四の歪態様は、定電圧電源から供給される標準電圧値 V_{pow} に対して $-\Delta V_2$ の振幅の歪が生じる場合であるので、電力スイッチ手段 3 にて定電圧電源から供給される電圧を V_{pow} とし、帰還回路 5 における固定された減衰利得を $1/K$ とすると、帰還回路 5 から出力されるパルス波形 4 4 d の振幅は、ほぼ 0 から $(V_{pow} - \Delta V_2) / K$ となり、当該パルス波形 4 4 d の振幅は、パルス変調手段 1 から出力されるパルス波形 4 0 の振幅と等しくならず、パルス波形 4 4 d の振幅の方がパルス波形 4 0 の振幅よりも、 $\Delta V_2 / K$ だけ小さくなる。

【 0 2 3 5 】

ここで、補正回路 2 の補正動作が正常に実行されると、定常状態において、一周期分のパルス波形 4 4 d のパルス面積は、一周期分のパルス波形 4 0 のパルス面積と等しくなる。

【 0 2 3 6 】

さて、パルス波形 4 0, 4 4 d が図 1 8 の状態であり、また、第一の積分手段 2 1 および第二の積分手段 2 4 が、利得調整手段 2 2 等の作用によりほぼ $V_{sig}/2$ を基準に動作する場合には、積分波形 4 1 および積分波形 4 2 d は図 1 8 に示したように形成される。

【 0 2 3 7 】

ここで、電力スイッチ手段 3 における第四の歪態様（図 7）により、積分波形 4 2 d の平均値は、図 1 4 で示した歪がない場合に形成される積分波形 4 2 の平均値よりも減少する。

【 0 2 3 8 】

これにより、積分波形 4 1 および積分波形 4 2 d の差により減算手段 2 6 にて生成される波形 4 5 d が、基準レベルである $V_{sig}/2$ を上回る期間が増加する。これに対して、波形 4 5 d に基づいて第三の積分手段 2 7 および反転手段 2 8 により生成される積分波形 4 6 d は、平均的に基準レベルである $V_{sig}/2$ を下回ることとなる。

【 0 2 3 9 】

したがって、波形 4 5 d および積分波形 4 6 d の差に基づいて比較器 2 9 にて出力される補正信号 V_c はパルス波形 4 3 d のようになる。ここで、本実施の形態においては、補正信号 V_c は、強調された音声信号出力の歪を補正することができる信号となっている。

【 0 2 4 0 】

ここで図 1 8 で示しているように、比較器 2 9 の通常の動作により、パルス波形 4 3 d のパルス幅は、パルス波形 4 0 のパルス幅よりも第四の歪態様の歪（ $\Delta V/2$ だけの振幅減少）に対応した分だけ広くなる（つまり、パルス波形 4 3 d の“H”となる期間が図 1 4 に示した歪が生じない場合に比べて増加する。）よう

に、生成される。

【 0 2 4 1 】

これにより、図 1 8 に示すパルス幅のパルス波形 4 3 d が帰還され、再び電力スイッチ手段 3 に入力され、当該電力スイッチ手段 3 にて第四の歪態様が発生し、パルス幅はそのまま振幅が正常値よりも $\Delta V 2$ だけ減少したとしても、パルス波形 4 4 d の一周分のパルス面積は、パルス波形 4 0 の一周分のパルス面積とほぼ等しくなる。ここで、パルス波形 4 3 d とパルス波形 4 4 d とは、主に電力スイッチ手段 3 にて発生する時間遅延 δ が生じていることも図 1 8 により示されている。

【 0 2 4 2 】

このように、電力スイッチ手段 3 において第四の歪態様の歪が生じる場合には、本実施の形態の D 級増幅器により、比較器 2 9 から出力されるパルス波形 4 3 d のパルス幅を上記のように、第四の歪態様の歪（つまり $\Delta V 2$ 分の振幅の減少）に対応してパルス波形 4 0 のパルス幅よりも広くすることにより、電力スイッチ手段 3 において発生する第四の歪態様の歪を補正して、パルス波形 4 4 d の一周分のパルス面積をパルス波形 4 0 の一周分のパルス面積とほぼ等しくする。このことは、帰還信号 e f の低周波成分とパルス変調信号 e i の低周波成分とを、ほぼ等しくすることであり、両信号間における誤差がないこと、つまり音声信号の歪を補正していることを示している。

【 0 2 4 3 】

なおこの場合、積分波形 4 2 d の振幅が小さくなり、波形 4 5 d の上辺の傾きが正となることも比較器 2 9 から出力される補正信号 V c のパルス幅を広めることに効果がある。

【 0 2 4 4 】

以上が、本実施の形態における補正回路 2 がパルス変調信号 e i を帰還に基づく補正を加えながら出力に伝達する動作を説明したものである。

【 0 2 4 5 】

以上の説明により、図 1, 1 3 の構成を備える D 級増幅器は、主に電力スイッチ手段 3 の動作に起因する音声信号の歪を低減（補正）することが可能となる。

【 0 2 4 6 】

さらに、本実施の形態のD級増幅器では、第一の積分手段21および第二の積分手段24からの両積分波形を直接比較器に入力するのではなく、減算手段26にて当該両積分波形の減算処理を行い、結果の減算信号を出力した後に、当該減算信号と、当該減算信号を第三の積分手段27および反転手段28にて積分・反転した信号とを比較器29に入力し、比較処理を行うことにより、音声信号の歪を強調することとなり、当該音声信号の歪の低減（補正）効果を実施の形態1よりもさらに向上させることができる。

【 0 2 4 7 】

＜実施の形態2の具体例＞

本実施の形態2の、より具体的な補正回路2の構成の一例を図19に示す。以下、図19の構成について説明する。

【 0 2 4 8 】

ここで、演算増幅器56、57の出力部より前段の構成は、図12で示した構成と同じであり、当該演算増幅器56、57の出力部より前段の構成により、図13のブロック図における減算手段20、減算手段23、第一の積分手段21、第二の積分手段24、および利得調整手段22を構成している。当該各回路における具体的な接続関係および機能は、実施の形態1の具体例例にて記載したので、ここでの説明は省略する。

【 0 2 4 9 】

さて、図19に示す本具体例の補正回路2においては、演算増幅器56の出力部は、接続点N5、抵抗器60および接続点N12を介して、演算増幅器66の反転（「-」）入力部に接続されており、他方、演算増幅器57の出力部は、接続点N10、抵抗器62および接続点N13を介して、演算増幅器66の非反転（「+」）入力部へと接続されている。

【 0 2 5 0 】

ここで、演算増幅器66は抵抗器61を介した負帰還構成を備えており、当該演算増幅器66の非反転入力部は、接続点N13、抵抗器63を介して適当な固定電位に接続されている。

【 0 2 5 1 】

また、演算増幅器 6 6 の出力部は、接続点 N 1 4 で分岐され、一方は、比較器 6 8 の「-」入力部に接続されており、他方は、抵抗器 6 4、接続点 N 1 5 を介して演算増幅器 6 7 の反転（「-」）入力部に接続されており、当該演算増幅器 6 7 の非反転（「+」）入力部は適当な固定電位に接続されている。

【 0 2 5 2 】

ここで、演算増幅器 6 7 は接続点 N 1 6、コンデンサ 6 5 および接続点 N 1 5 を介した負帰還構成を備えている。

【 0 2 5 3 】

最後に、演算増幅器 6 7 の出力部は、接続点 N 1 6 を介して比較器 6 8 の「+」入力部へと接続されている。なお、比較器 6 8 の出力部は、図 1 に示した電力スイッチ手段 3 の入力部に接続される。

【 0 2 5 4 】

上記構成の補正回路 2 において、抵抗器 6 0 ～ 6 3 および演算増幅器 6 6 により、図 1 3 で示した減算手段 2 6 を構成している。

【 0 2 5 5 】

ただし、演算増幅器 5 6 および演算増幅器 5 7 の出力信号が、図 1 3 で示した第一の積分手段 2 1 および第二の積分手段 2 4 の出力信号に対して、それぞれ反転しているため、演算増幅器 5 6 の出力部を演算増幅器 6 6 の反転入力部に接続し、演算増幅器 5 7 の出力部を演算増幅器 6 6 の非反転入力部に接続することで、演算増幅器 6 6 の出力信号と図 1 3 で示した減算手段 2 6 の出力信号との位相を同じとしている。

【 0 2 5 6 】

また、抵抗器 6 4、コンデンサ 6 5、演算増幅器 6 7 は、図 1 3 で示した第三の積分手段 2 7 および反転手段 2 8 を構成しており、演算増幅器 6 6 から出力される信号に対して積分・反転の作用を施している。さらに、当該具体例の回路構成では、前記作用に加えて増幅の作用も奏している。

【 0 2 5 7 】

また、演算増幅器 6 6 および演算増幅器 6 7 の出力信号が、図 1 3 で示した減

算手段 2 6 および反転手段 2 8 の出力信号に対して、それぞれ反転しているため、演算増幅器 6 6 の出力部を比較器 6 8 の「-」入力部に接続し、演算増幅器 6 7 の出力部を比較器 6 8 の「+」入力部に接続することで、比較器 6 8 からの出力信号と図 1 3 で示した比較器 2 9 からの出力信号との位相を同じとしている。

【 0 2 5 8 】

以上、図 1 9 に示した回路例は、本実施の形態 2 の補正回路 2 を構成するものとなる。

【 0 2 5 9 】

<測定データ>

図 2 0 は、図 1 2（実施の形態 1 の具体例）または図 1 9（実施の形態 2 の具体例）に示した補正回路を用いた場合における、実際の補正効果を測定するための測定回路をブロック図で示したものである。

【 0 2 6 0 】

図 2 0 で示した測定回路による測定は、補正回路 2 にデューティ比 5 0 % の矩形波を入力として与え、その出力を P W M 変調回路 3 0 0 を通して、当該 P W M 変調回路 3 0 0 にて信号発生器 3 0 1 により外乱を与えた後、補正回路 2 の帰還入力に与えて行ったものである。

【 0 2 6 1 】

評価は、矩形波を補正回路 2 を通さず直接 P W M 変調回路 3 0 0 に与え、L P F 3 0 2 を通したパルス波入力信号の復調出力レベルを A C 電圧計 3 0 3 で観測した結果と、補正回路 2 により P W M 変調回路 3 0 0 内での信号発生器 3 0 1 による外乱が抑圧された状態での、パルス波入力信号の復調出力レベルを A C 電圧計 3 0 3 で観測した結果との比をとって行った。

【 0 2 6 2 】

上記評価の結果を図 2 1 に示す。図 2 1 において縦軸は外乱残留レベルであり、横軸は外乱（= P W M 変調）の周波数である。ここで、測定データ A は、補正回路 2 として図 1 2 で示した補正回路を用いた場合の測定データであり、測定データ B は、補正回路 2 として図 1 9 ので示した補正回路を用いた場合の測定データである。

【 0 2 6 3 】

図 2 1 から明らかなように、実施の形態 1 で示した補正回路 2 は、良好な補正効果を有しており、さらに、実施の形態 2 で示した補正回路 2 においては、より良好な補正効果を有していることが分かる。

【 0 2 6 4 】

なお、以上の説明においては出力段の構成をシングルエンドとしてきたが、本発明は互いに 1 8 0 度位相の異なる音声信号を出力する 2 つの出力段を備える、いわゆる B T L (B a l a n c e d T r a n s f o r m e r - L e s s) 構成にも適用することができる。すなわち、B T L 構成の各出力段に対し本発明の補正回路を追加適用することにより、上記で説明した歪み改善効果を得ることができる。

【 0 2 6 5 】

【発明の効果】

本発明の請求項 1 に記載の D 級増幅器は、パルス変調信号を生成するパルス変調手段と、前記パルス変調信号を基準として帰還による帰還信号の補正を行う補正回路と、前記補正回路より出力される補正信号に基づいて電圧信号を生成する電力スイッチ手段とを有しており、前記帰還信号は前記電圧信号に基づく信号である D 級増幅器において、前記補正回路は、前記パルス変調信号に基づいて積分処理をする第一の積分手段と、前記帰還信号に基づいて積分処理をする第二の積分手段と、前記第一の積分手段からの第一の積分信号と前記第二の積分手段からの第二の積分信号とを比較し、当該比較に対応した前記補正信号を生成する比較器とを、備えているので、パルス変調信号および帰還信号を、第一の積分手段および第二の積分手段にて低周波成分を強調した積分信号へと変換することができ、比較器にて当該積分信号が比較され、かつ生成される補正信号を帰還信号として補正回路へと帰還させることができる。したがって、電力スイッチ手段にて生じる音声信号の歪もパルス信号を除去した（低周波成分を強調した）形式で補正できるので、パルス成分が大きく残留しこれにより回路動作が制約を受ける、つまり当該パルス成分が回路の非直線領域に入り歪むことにより誤差信号に歪みが生じ、正しい補正動作ができなくなるということを防止することができる。また

、補正回路にてパルス変調信号と帰還信号との誤差より直接的に補正信号を生成することができるので、全体的に回路構成を簡易なものとすることができる。

【 0 2 6 6 】

本発明の請求項 2 に記載の D 級増幅器では、前記補正回路は、前記第一の積分信号に対して利得の調整を行う利得調整手段と、前記利得調整手段からの出力信号と前記パルス変調信号との差を求めることにより第一の差分信号を生成し、当該第一の差分信号を前記第一の積分手段に出力する第一の減算手段と、前記利得調整手段からの出力信号と前記帰還信号との差を求めることにより第二の差分信号を生成し、当該第二の差分信号を前記第二の積分手段に出力する第二の減算手段とを、さらに備えているので、利得調整手段にて調整された第一の積分信号をパルス変調信号および帰還信号から差し引くことができるので、第一の積分信号および第二の積分信号の低周波利得を適度に抑制することができ、当該積分信号が回路の動作範囲を超えることを防止することができる。

【 0 2 6 7 】

本発明の請求項 3 に記載の D 級増幅器は、パルス変調信号を生成するパルス変調手段と、前記パルス変調信号を基準として帰還による帰還信号の補正を行う補正回路と、前記補正回路より出力される補正信号に基づいて電圧信号を生成する電力スイッチ手段とを有しており、前記帰還信号は前記電圧信号に基づく信号である D 級増幅器において、前記補正回路は、前記パルス変調信号に基づいて積分処理をする第一の積分手段と、前記帰還信号に基づいて積分処理をする第二の積分手段と、前記第一の積分手段からの第一の積分信号と前記第二の積分手段からの第二の積分信号との差を求める第一の減算手段と、前記第一の減算手段から出力される第一の差分信号を積分処理する第三の積分手段と、前記第三の積分手段からの第三の積分信号を反転させる反転手段と、前記第一の差分信号と前記反転手段により反転させられた前記第三の積分信号とを比較し、当該比較に対応した前記補正信号を生成する比較器とを、備えているので、第三の積分手段にて第一の差分信号の低周波成分（つまり音声信号の歪）をさらに強調することができ、その後反転手段にて反転させることにより、比較器にて第一の差分信号に音声信号の歪に起因した成分を加えることができ、さらに当該音声信号の歪を強調した

形で補正信号を生成することができるので、請求項 1 に記載の D 級増幅器よりもさらに、精度の高い補正を行うことができる。

【 0 2 6 8 】

本発明の請求項 4 に記載の D 級増幅器では、前記補正回路は、前記第一の積分信号に対して利得の調整を行う利得調整手段と、前記利得調整手段からの出力信号と前記パルス変調信号との差を求め、第二の差分信号を生成し、当該第二の差分信号を前記第一の積分手段に出力する第二の減算手段と、前記利得調整手段からの出力信号と前記帰還信号との差を求め、第三の差分信号を生成し、当該第三の差分信号を前記第二の積分手段に出力する第三の減算手段とを、さらに備えているので、請求項 3 に記載の D 級増幅器に対して請求項 2 に記載の効果を備えさせることができる。

【 0 2 6 9 】

本発明の請求項 5 に記載の D 級増幅器は、前記電力スイッチ手段において生成される前記電圧信号の振幅を減衰させ、前記補正回路に入力させる前記帰還信号を出力する帰還回路を、さらに備えているので、電力スイッチ手段において振幅の歪が生じない場合に、当該帰還回路にて、電力スイッチ手段にて増幅された信号をパルス変調手段から出力されるパルス変調信号の振幅と同等レベルまで減衰させることができ、電力スイッチ手段にて歪が生じたときに、補正回路における比較処理を容易にすることができ、補正機能を備える D 級増幅器の実現を容易にすることができる。

【 0 2 7 0 】

本発明の請求項 6 に記載の D 級増幅器では、前記第一の積分手段の利得に関する定数と前記第二の積分手段の利得に関する定数とが同じであるので、電力スイッチ手段にて歪が生じない場合に、パルス変調信号の波形と帰還信号の波形とを正確に等しくすることができ、構成を複雑化することなしに補正処理を容易に実行することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の D 級増幅器の回路構成を示すブロック図である。

【図 2】 実施の形態 1 における補正回路の構成を示すブロック図である。

【図 3】 歪が生じない場合の実施の形態 1 における補正回路の各箇所の波形の定常状態を示す図である。

【図 4】 第一の歪態様を示す図である。

【図 5】 第二の歪態様を示す図である。

【図 6】 第三の歪態様を示す図である。

【図 7】 第四の歪態様を示す図である。

【図 8】 第一の歪態様が生じた場合の実施の形態 1 における補正回路の各箇所の波形の定常状態を示す図である。

【図 9】 第二の歪態様が生じた場合の実施の形態 1 における補正回路の各箇所の波形の定常状態を示す図である。

【図 10】 第三の歪態様が生じた場合の実施の形態 1 における補正回路の各箇所の波形の定常状態を示す図である。

【図 11】 第四の歪態様が生じた場合の実施の形態 1 における補正回路の各箇所の波形の定常状態を示す図である。

【図 12】 実施の形態 1 における補正回路の具体的な回路構成を示す図である。

【図 13】 実施の形態 2 における補正回路の構成を示すブロック図である。

【図 14】 歪が生じない場合の実施の形態 2 における補正回路の各箇所の波形の定常状態を示す図である。

【図 15】 第一の歪態様が生じた場合の実施の形態 2 における補正回路の各箇所の波形の定常状態を示す図である。

【図 16】 第二の歪態様が生じた場合の実施の形態 2 における補正回路の各箇所の波形の定常状態を示す図である。

【図 17】 第三の歪態様が生じた場合の実施の形態 2 における補正回路の各箇所の波形の定常状態を示す図である。

【図 18】 第四の歪態様が生じた場合の実施の形態 2 における補正回路の各箇所の波形の定常状態を示す図である。

【図 19】 実施の形態 2 における補正回路の具体的な回路構成を示す図である。

ある。

【図 20】 本発明の補正回路の補正効果を評価するための測定回路の構成を示す図である。

【図 21】 本発明の補正回路の補正効果を示す測定データ図である。

【図 22】 従来の技術における D 級増幅器の構成を示すブロック図である。

【図 23】 従来の技術における補正ユニットの内部構成を示すブロック図である。

【図 24】 従来の技術の補正動作を説明するための図である。

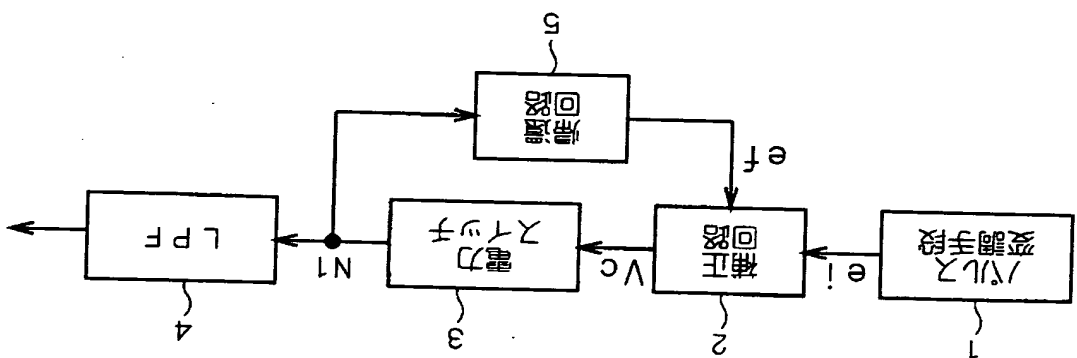
【符号の説明】

1 パルス変調手段、2 補正回路、3 電力スイッチ手段、4 低域フィルタ (LPF)、5 帰還回路、20, 23, 26 減算手段、21 第一の積分手段、22 利得調整手段、24 第二の積分手段、25, 29 比較器、27 第三の積分手段、28 反転手段。

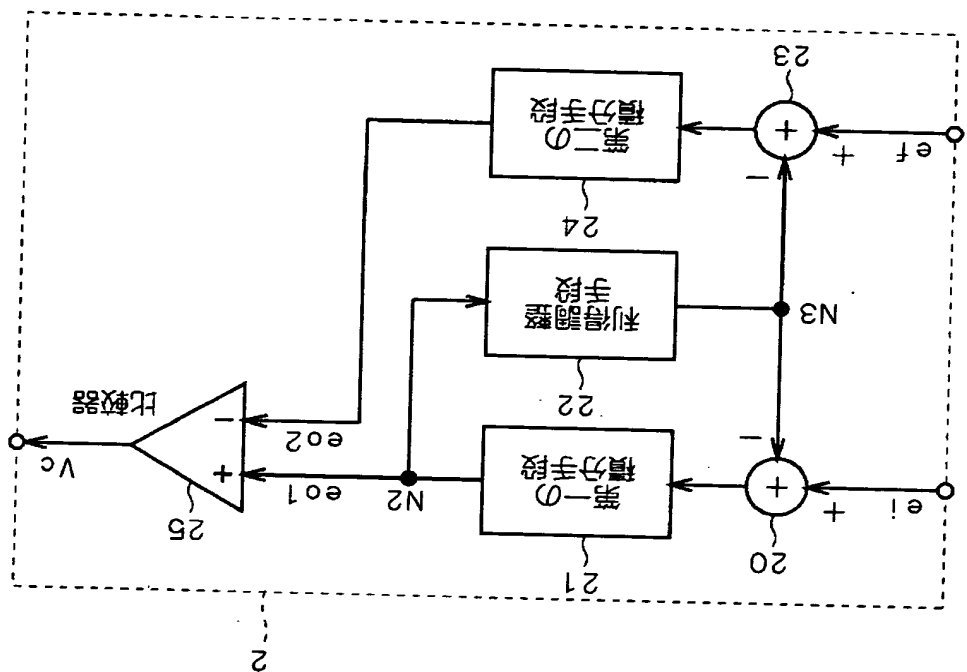
【書類名】

図面

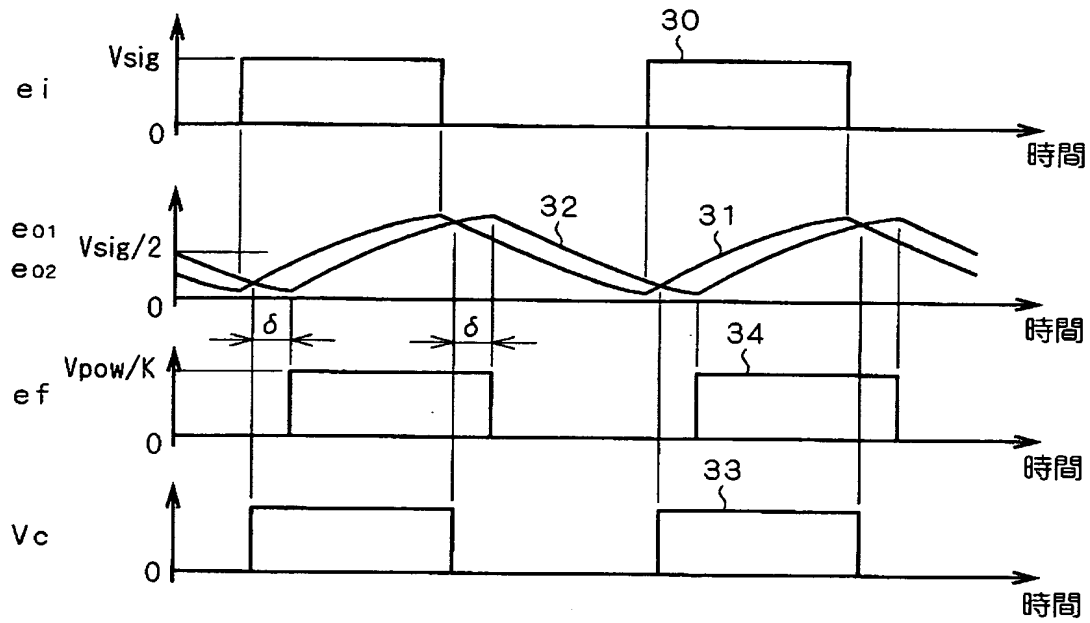
【図 1】



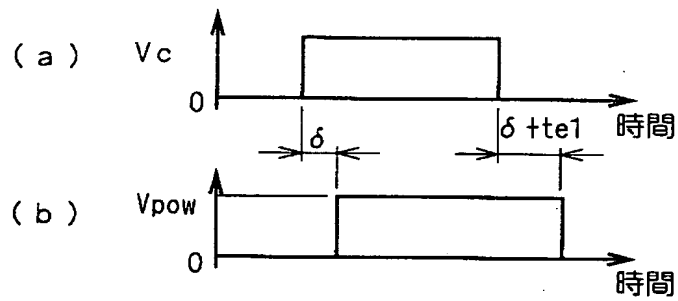
【図 2】



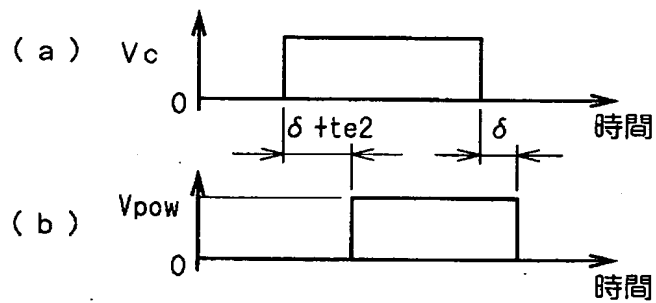
【図 3】



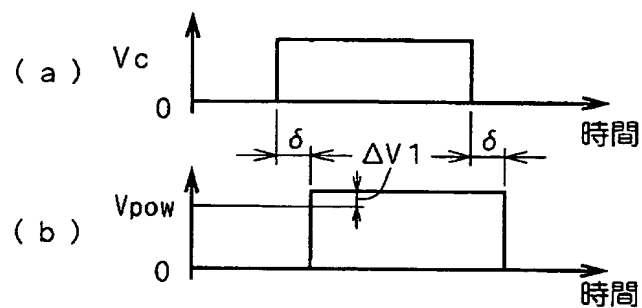
【図 4】



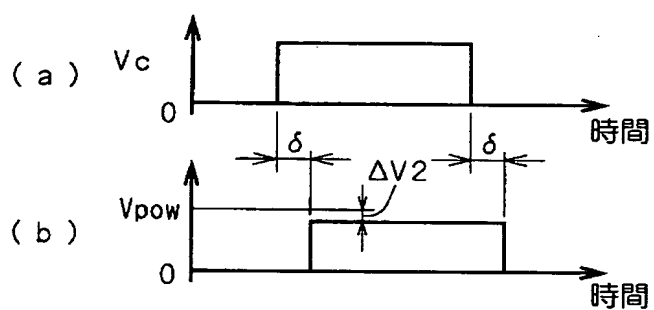
【図 5】



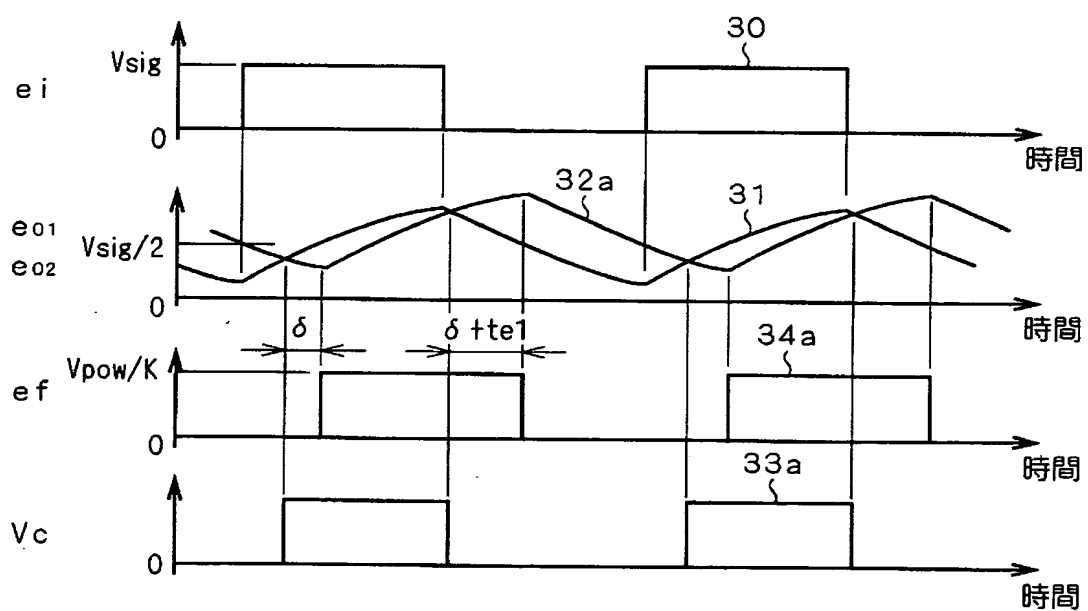
【図 6】



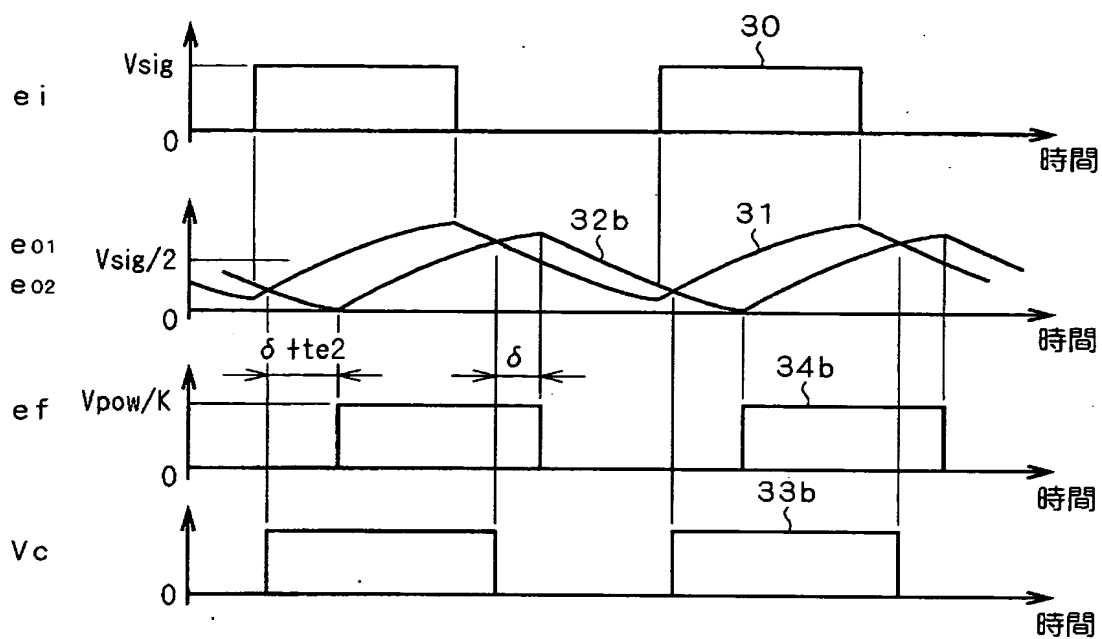
【図 7】



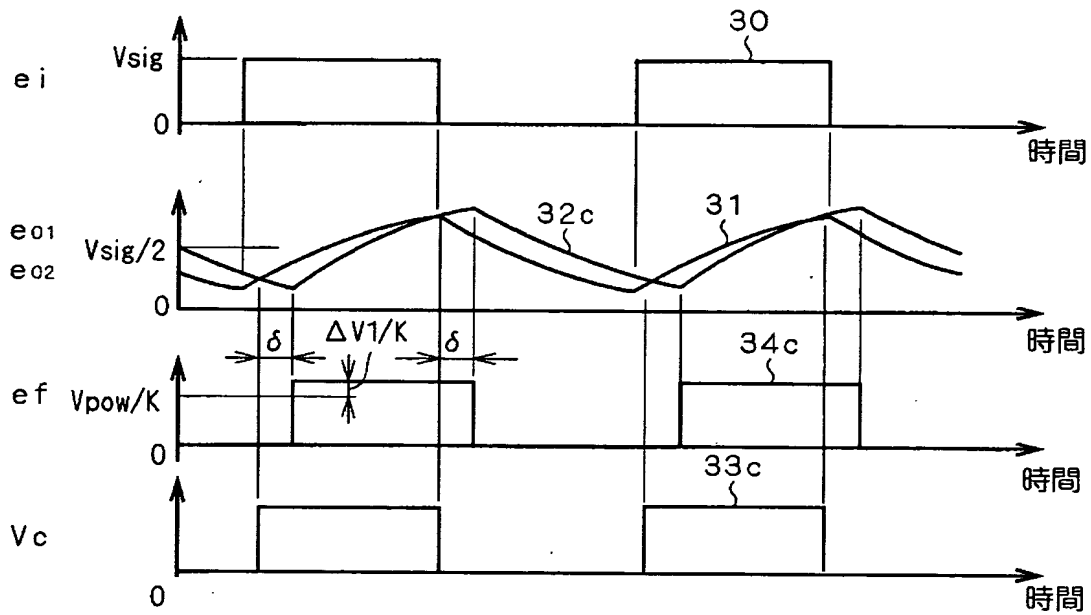
【図 8】



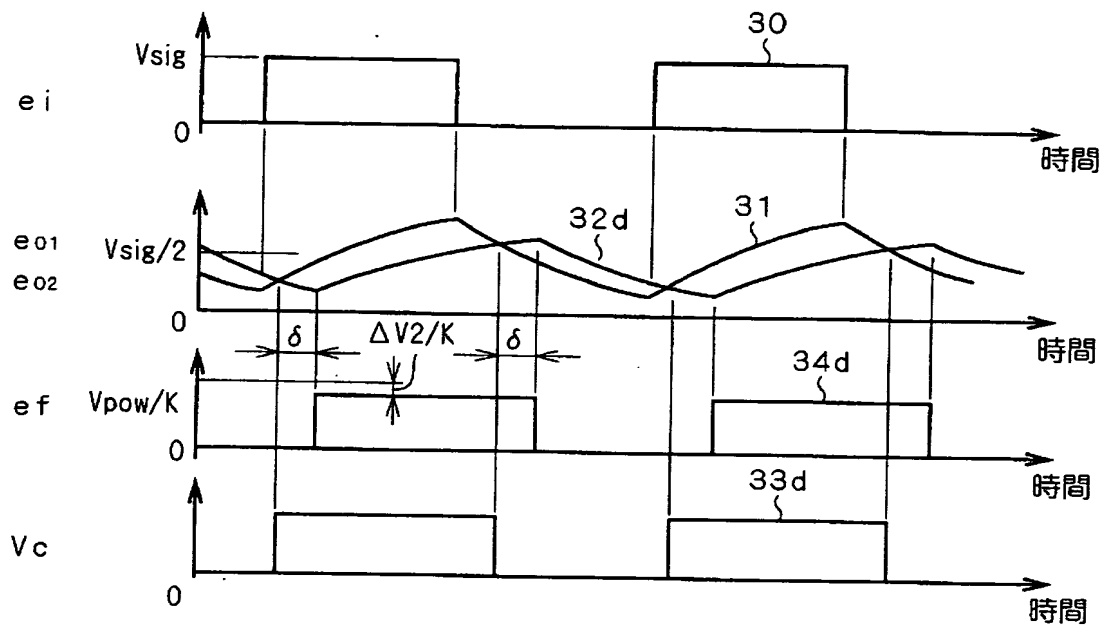
【図 9】



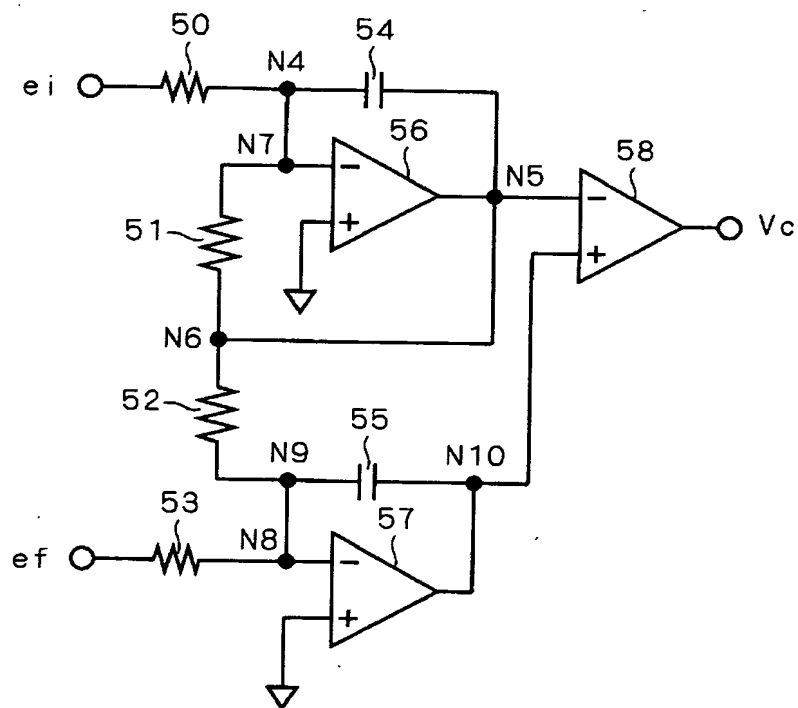
【図 10】



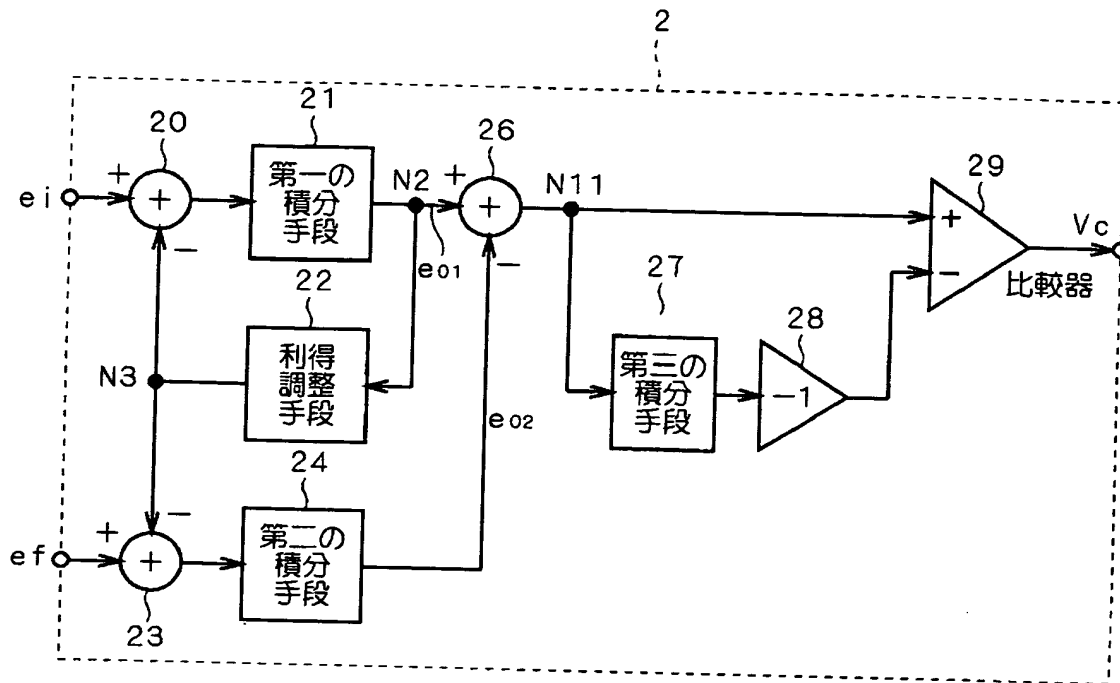
【図 1 1】



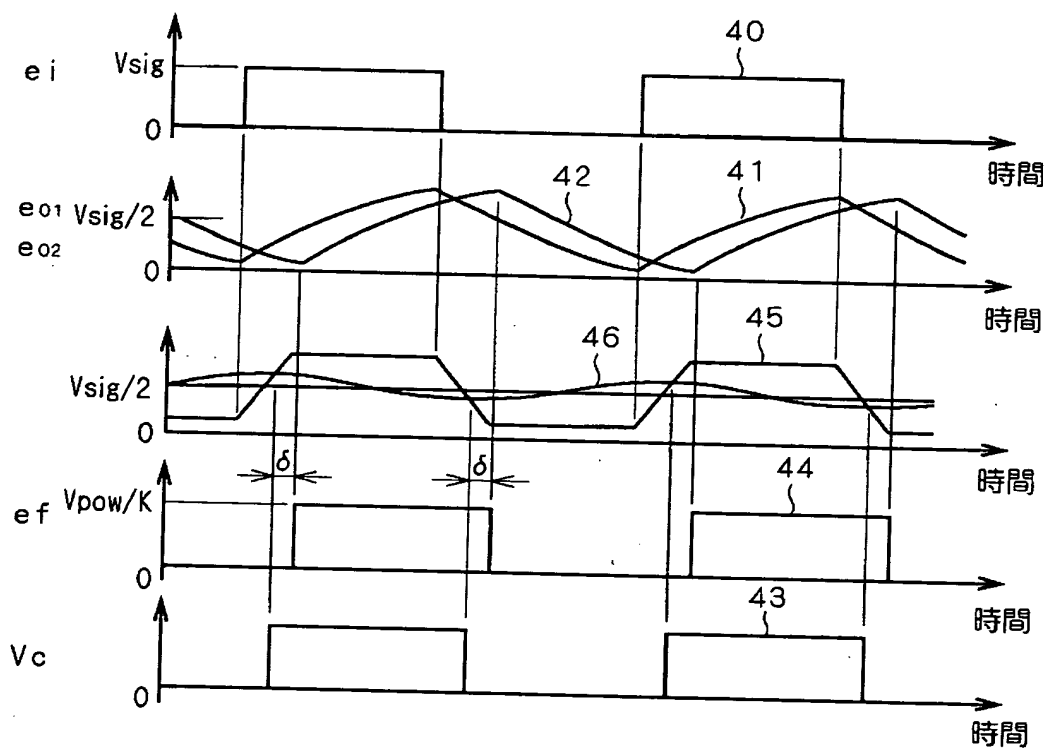
【図 1 2】



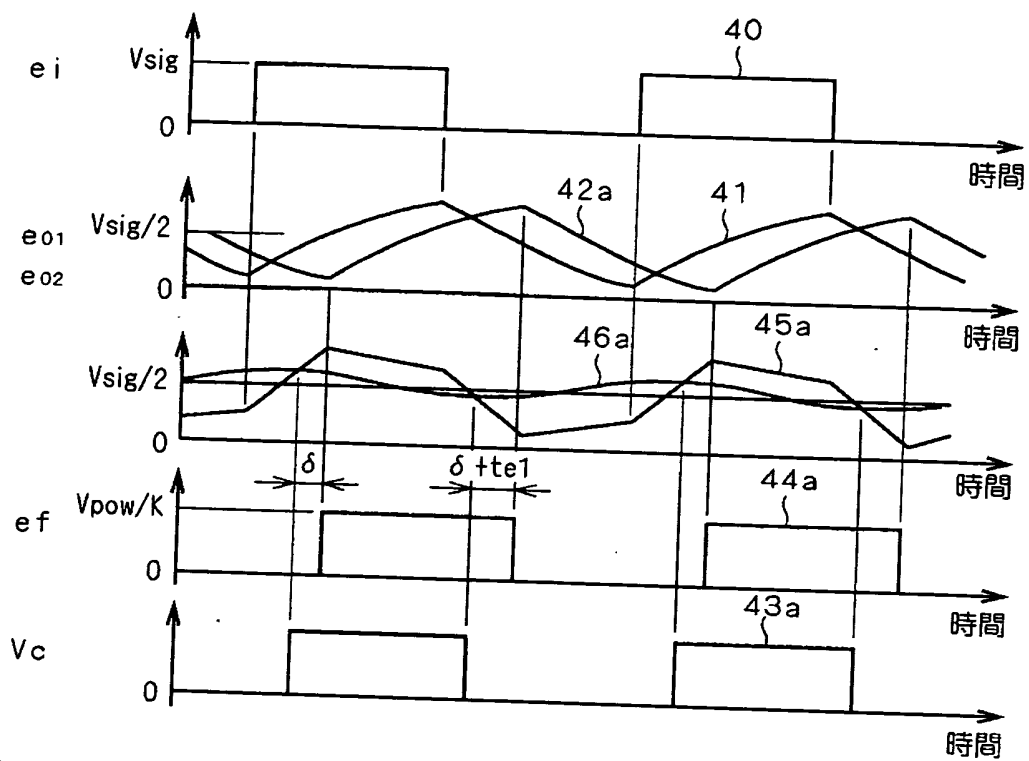
【図13】



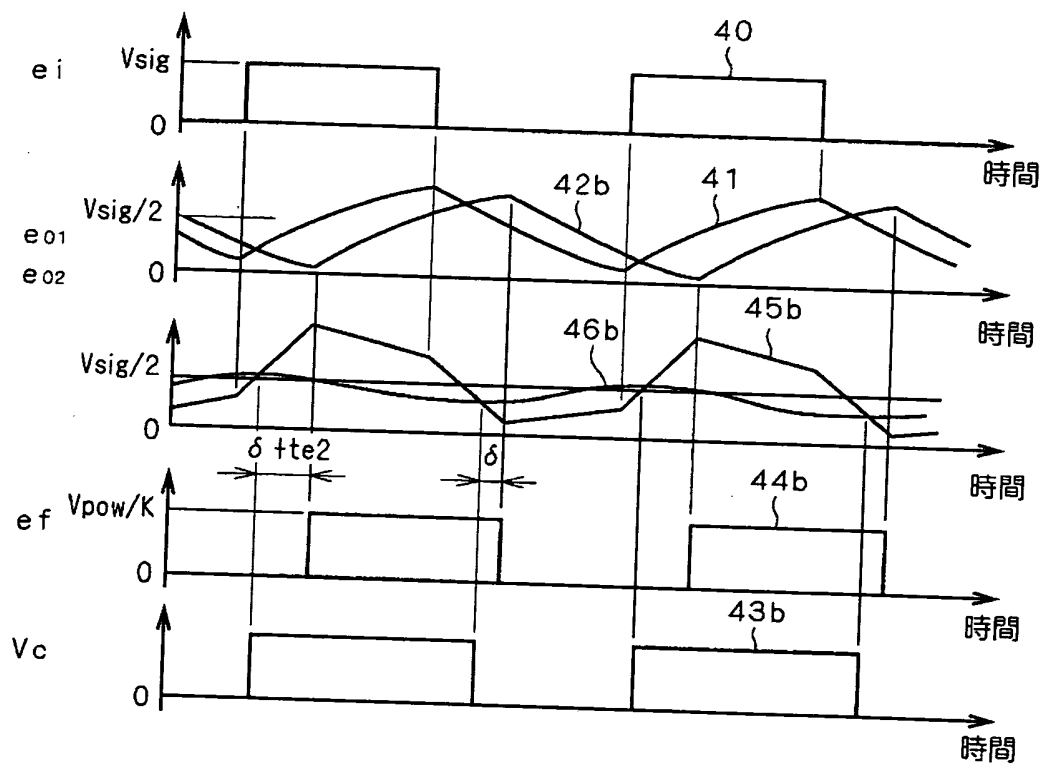
【図14】



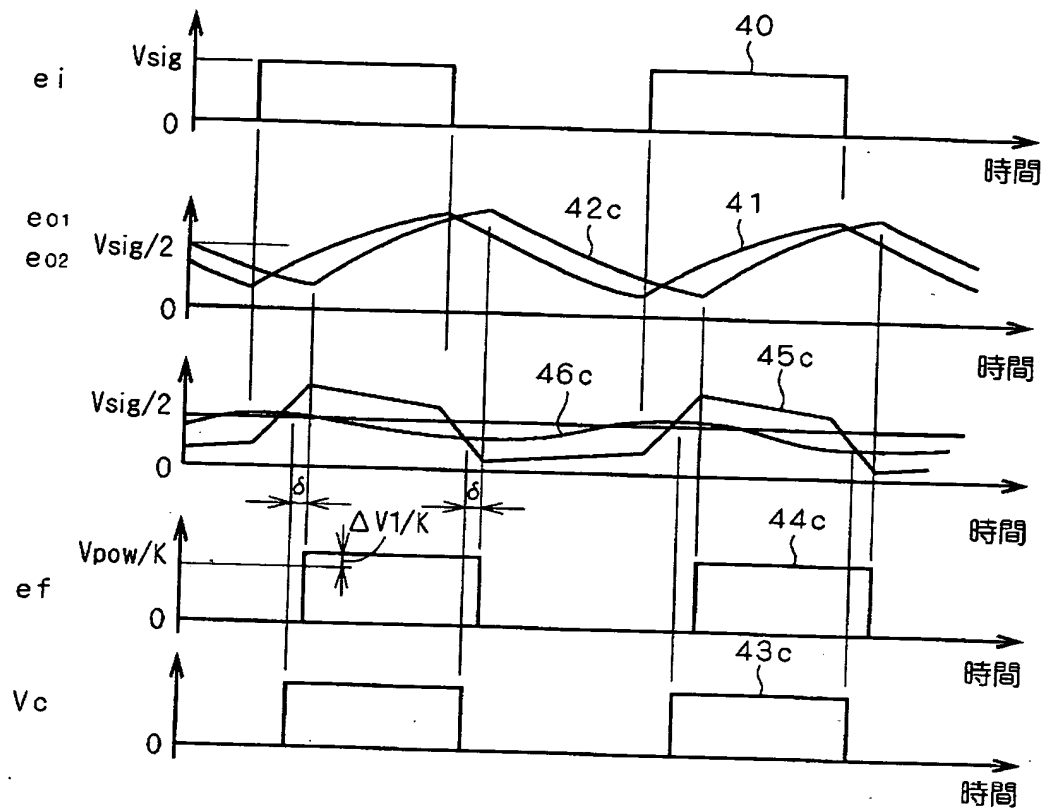
【図15】



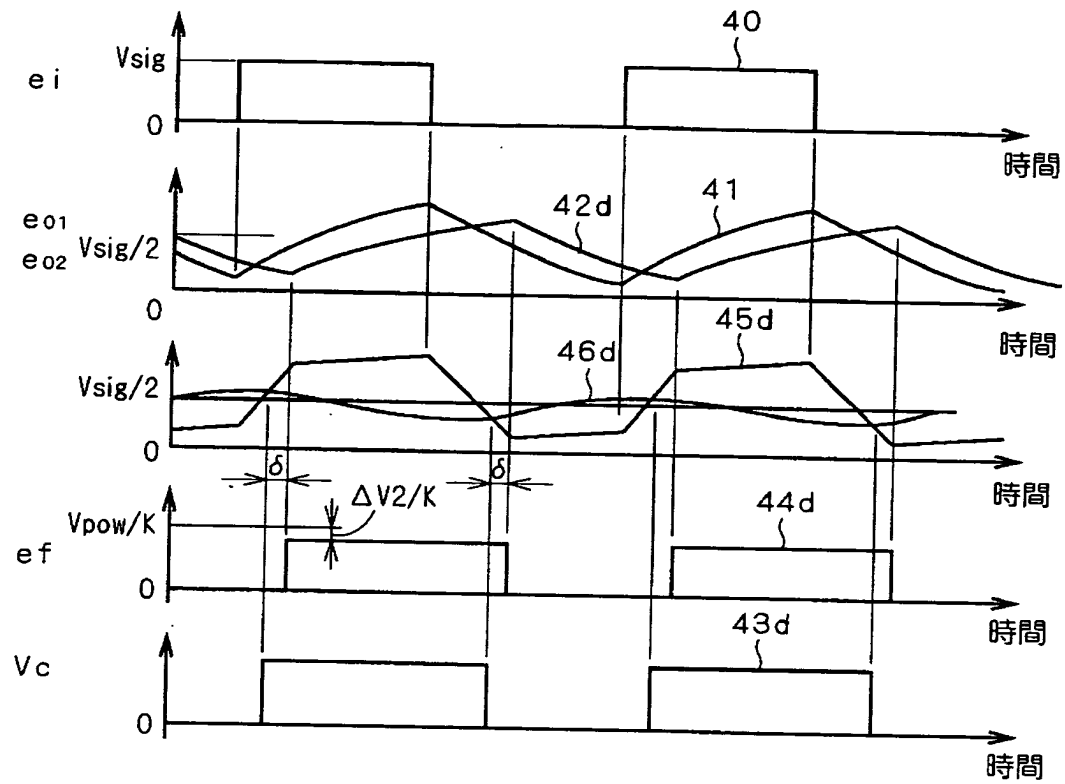
【図16】



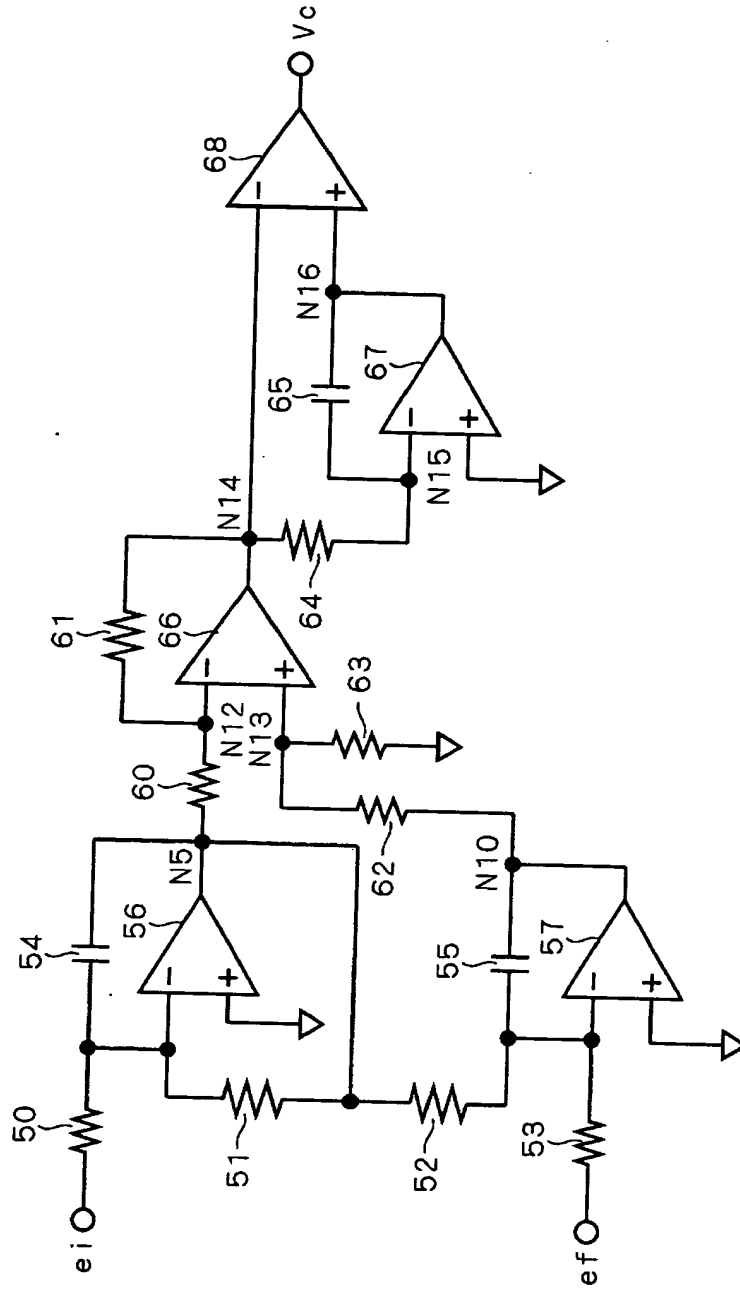
【図 17】



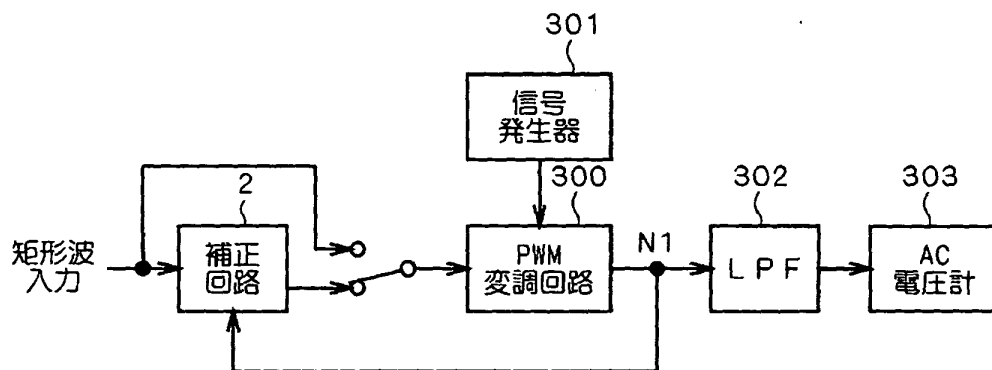
【図 18】



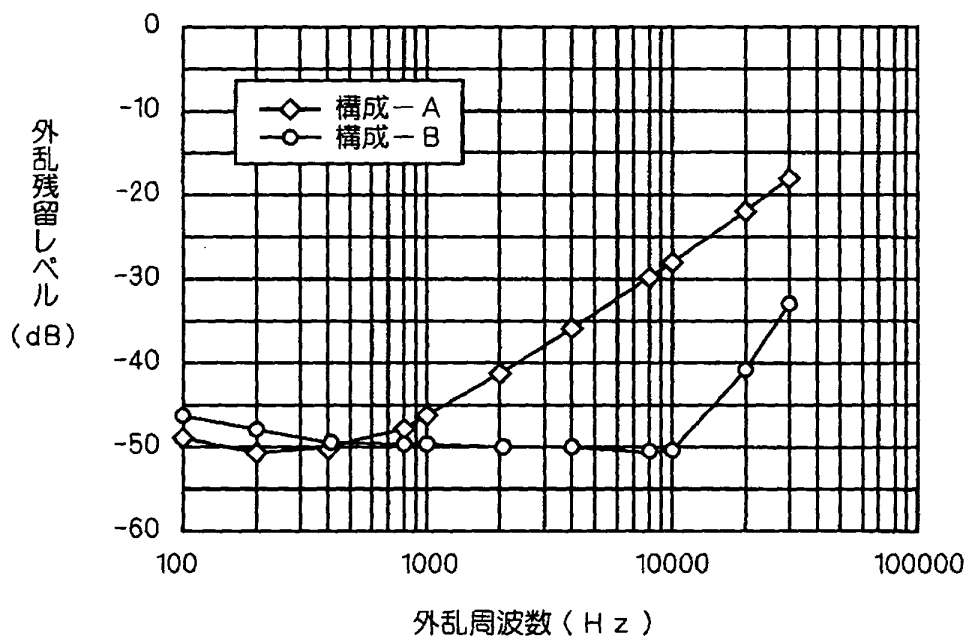
【図19】



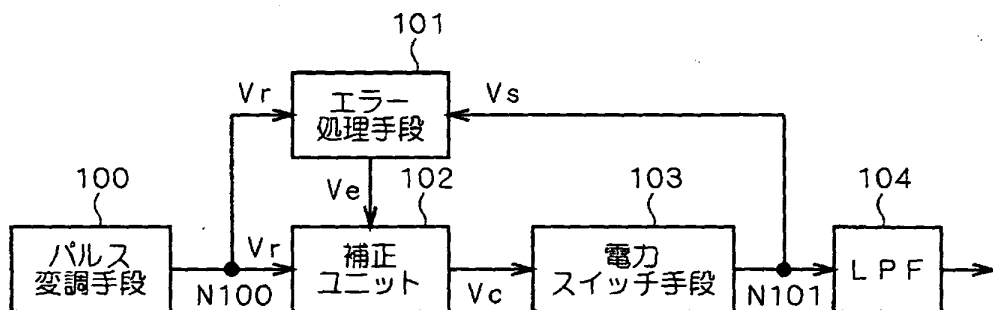
【図 20】



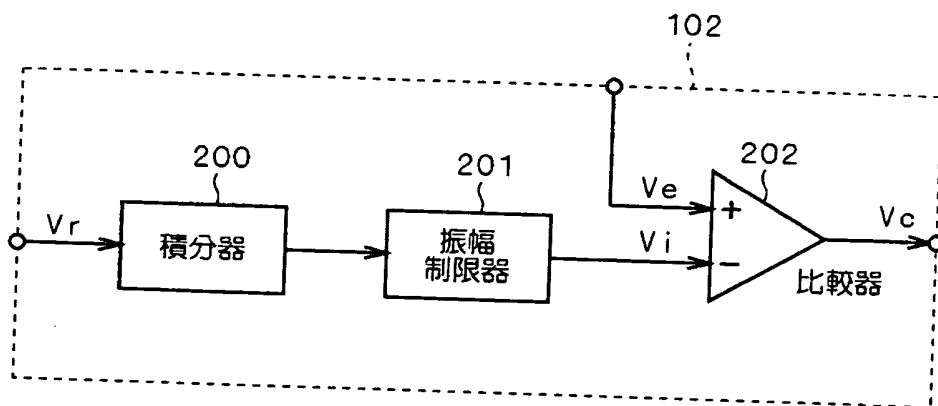
【図 21】



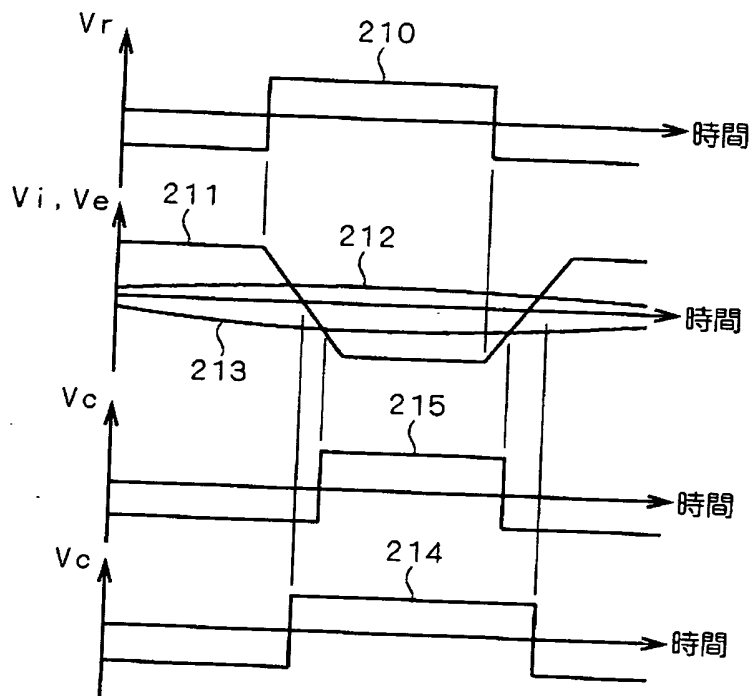
【図 22】



【図 23】



【図 24】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 D級増幅器の電力スイッチ手段にて生じる、音声信号の歪に起因する歪を、簡単な構成で、かつ精度良く補正することができる補正回路を備えるD級増幅器を提供する。

【解決手段】 パルス変調手段1から出力されるパルス変調信号 e_i と、電力スイッチ手段3にて生じる歪を含む帰還信号 e_f とを、第一の積分手段21および第二の積分手段24にて、それぞれ積分処理し、比較器25（または29）の入力部にそれぞれ入力させ、補正信号 V_c を生成する。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000006013]

1. 変更年月日 1990年 8月24日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都千代田区丸の内2丁目2番3号
氏 名 三菱電機株式会社